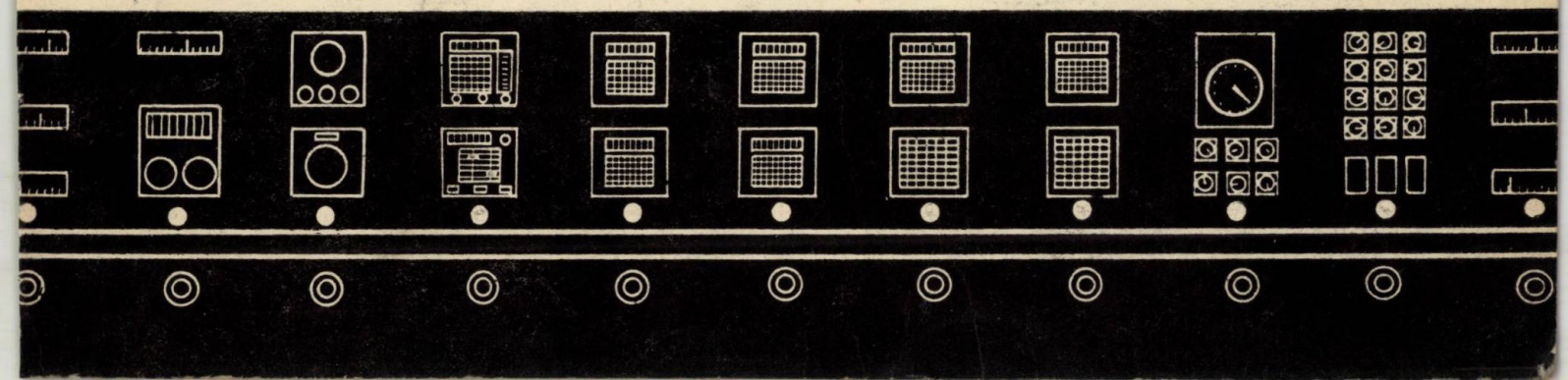
E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

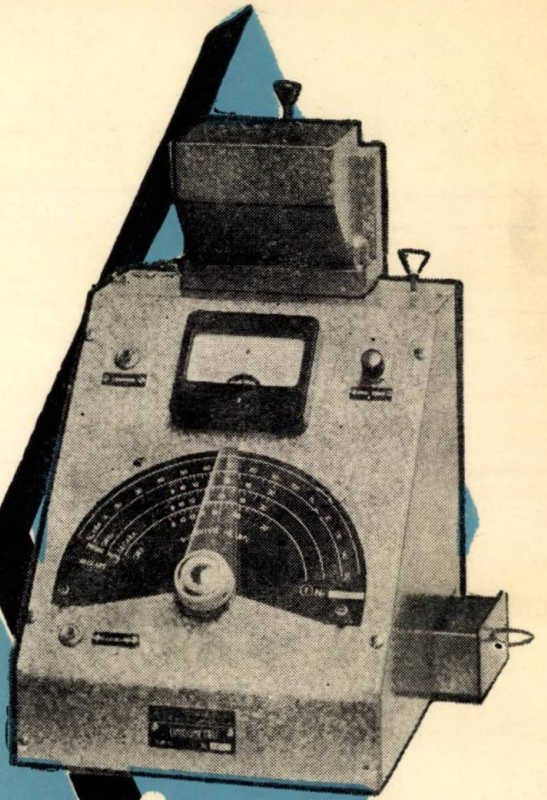
1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 12 • Nr. 1 • IANUARIE — FEBRUARIE • 1968



MICM

uzinele Electronica



Produce și livrează fără repartiții UMIDOMETRE, care servesc la stabilirea umidității cerealelor (grîu, secară, orz, ovăz, orez, sorg, floarea soarelui, porumb boabe).

Aceste aparate electronice sînt portabile, se alimentează de la două baterii uscate de 4,5 V, montate în interiorul aparatului.

Au următoarele cote de gabarit: înălțimea 36 cm, lățimea 25 cm, adîncimea 28 cm. Greutatea aproximativă a aparatului plus anexe este 8,8 kg.

Umidometrul măsoară umiditatea cu o precizie de $\pm$ 1% pentru toate produsele.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 1 (ianuarie — februarie), p. 1—48

CUPRINS

CZ 681.33

Petrescu, A. :

Elemente neliniare pentru calculatoarele analogice realizate cu diode Zener.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 1—6

Se prezintă problema obținerii unor elemente cu caracteristică neliniară (cvadratoare, funcții trigonometrice etc.), necesare în calculul analogic.

CZ 621-551 : 681.3.041

Călin, S. și *Nitu, C.* :

Regulatorul numeric proporțional RN-1.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 7—11

Se descrie un nou tip de regulator în care se folosește pentru determinarea erorii metoda comparării mărimii reglate cu un număr, prin descifrare.

CZ 621.375.9

Florea, S. și *Dumitrache, I.* :

Amplificatoarele fluidice interconectate.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 11—16

Se examinează dinamica amplificatoarelor cu fluid și interconectarea acestora.

CZ 621.372.54

Tomescu, F.M.G. :

Filtru adaptat pentru semnal gaussian.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 17—20

Se propune un filtru adaptat la semnale de formă gaussiană, folosit pentru extragerea semnalului util de sub nivelul zgomotului.

CZ 621.315.673.1 : 621.382.233

Ponner, I. :

Contactoare statice cu tiristoare pentru circuite de curent continuu.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 21—26

Se discută problema comutării inverse a tiristoarelor din circuitele de curent continuu și se prezintă două variante de contactoare statice echipate cu tiristoare.

CZ 681.325.6 : 621.382.2/.3

Simonescu Marga :

Contribuții la proiectarea schemelor de însumare neliniară, cu semiconductoare.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 26—33

Se studiază stabilirea unor relații pentru proiectarea circuitelor de coincidență realizate cu diode și triode semiconductoare.

CZ 621.382.233

Silard, A. :

Determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 33—37

Sînt expuse metode pentru determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor în regim de impulsuri și în curent continuu.

CZ 621.374.32.001.24 : 621.373.001.24 : 518.4

Caprini, M. și *Ciobanu, Tr.* :

Aplicarea teoriei grafelor la sinteza numărătoarelor și a generatoarelor de secvențe.

Automatica și Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 37—43

Se aplică teoria grafelor liniare de semnal la sinteza circuitelor secvențiale liniare și în special a numărătoarelor electronice.

RECENZII 44—47

CRONICĂ 47—48

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

i ELECTRONICA

IFICĂ DE AUTOMATICĂ,
Ă ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

IILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL
N REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

e — februarie **București, 1968**

puncte, fie prin reglarea tensiunii de încălzire a diodele cu vid, fie prin introducerea unor ermistoare în circuitele de polarizare ale diolelor semiconductoare.

Existența unei capacități față de masă la liodele cu vid, precum și a capacităților paraite din montaj, se face simțită la frecvențe elativ joase (2 Hz) prin apariția histerezisului ı caracteristica de transfer, curenți de fugă apacitivi, efecte de integrare etc.

Proprietățile diodelor Zener (stabilitroane cu liciu) au făcut ca în ultimii ani, o dată cu erfecționarea tehnologiei lor și a producerii nor tipuri cu diverse tensiuni de străpungere, fie folosite în realizarea elementelor neliniare], [2], [3], [7], [8], [9].

Avantajele principale față de diodele cu d și de diodele semiconductoare obișnuite, în nstrucția elementelor neliniare, constau în lăturarea necesității folosirii surselor de polaare și într-o mai bună stabilitate a punctelor frîngere ale caracteristicii aproximante, torită rezistenței dinamice mici a diodelor ner.

În figura 1 este prezentată caracteristica $= f(u)$ pentru o diodă Zener, iar regiunile frîngere ale acesteia sînt reproduse la o ră mai mare.

Pentru studiul și proiectarea elementelor iniare ale calculatoarelor analogice este inat a se examina dioda Zener sub forma unei eme echivalente formate din diode ideale urse de polarizare, plecînd de la caracteris- $i = f(u)$ idealizată. În figura 2, *a*, *b* și *c* t prezentate caracteristica $i = f(u)$ idealiă, schema echivalentă pentru frecvențe se și polaritatea diodei Zener.

În practică se folcseşte numai ramura din stînga a caracteristicii, deoarece $|E_0| \gg |E_1|$ şi dioda Zener se poate examina ca o diodă

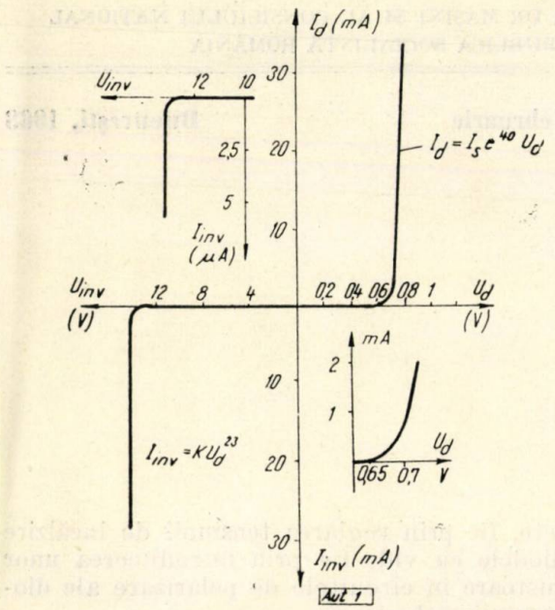


Fig. 1. Caracteristica $I = f(U)$ a diodei Zener.

obişnuită în serie cu o sursă de polarizare E_0. Pentru calcule foarte pretenţioase se mai poate lua în considerare rezistenţa dinamică a diodei introducîndu-se în serie cu sursa de polarizare o rezistenţă corespunzătoare.

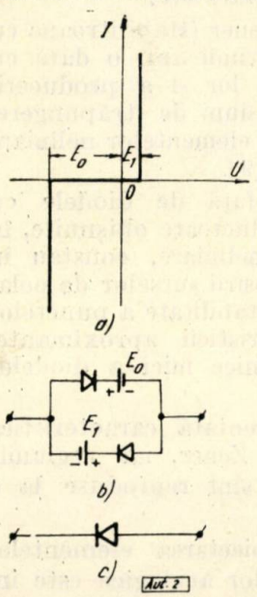


Fig. 2. *a*) Caracteristica idealizată $i = f(U)$ a diodei Zener; *b*) schema echivalentă a diodei Zener la frecvenţe joase; *c*) polaritatea diodei Zener.

În regiunea $0 < |U_i| < |E_0|$ rezistenţa diodei este $R_d = 10 \div 20$ MΩ, iar pentru $|U_i| > |E_0|$, $R_d = 5 \div 50$ Ω (E_0 reprezintă tensiunea de străpungere, iar U_i — tensiunea aplicată diodei).

II. Principiul de construcţie al elementelor neliniare

Elementele neliniare de obicei se construiesc pe baza elementului operaţional cu coeficient de transfer variabil [4], [7], [9], [10].

Schema unui asemenea element este dată în figura 3.

Pentru schema dată se pot scrie următoarele relaţii:

$$\begin{aligned} I_1 &= f_1(U_1, U_2); \\ I_3 &= f_3(U_3, U_2); \\ I_1 &+ I_2 + I_3 = 0; \\ U_2 &= RI_2; \\ U_3 &= -AU_2. \end{aligned} \tag{1}$$

Întrucît punctul de însumare se află la un potenţial foarte apropiat de cel al masei ($U_2 \cong 0$), rezultă ecuaţia:

$$f_1(U_1) + f_3(U_3) = 0. \tag{2}$$

Se diferenţiază ecuaţia (2) în raport cu U_1 şi cu U_3 şi se obţine:

$$\frac{\partial f_1}{\partial U_1} \mathrm{d}U_1 + \frac{\partial f_3}{\partial U_2} \mathrm{d}U_3 = 0. \tag{3}$$

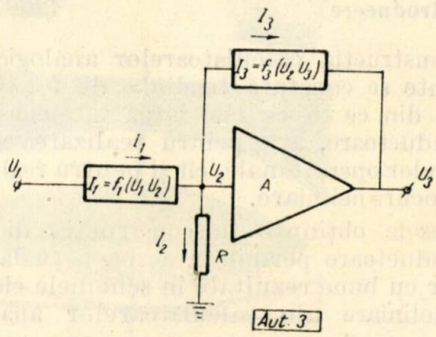


Fig. 3. Element operaţional cu coeficient de transfer variabil.

Folosind notaţiile următoare:

$$\frac{\partial f_1(U_1)}{\partial U_1} = G_1; \quad \frac{\partial f_3(U_3)}{\partial U_3} = G_3, \tag{4}$$

G_1, G_3 fiind conductanţele diferenţiale ale circuitului de intrare şi ieşire, ecuaţia (3) se poate scrie astfel:

$$\mathrm{d}U_3 + \frac{G_1}{G_3} \mathrm{d}U_1 = 0. \tag{5}$$

Întrucît funcţia $U_3 = f(U_1)$ se reproduce prin aproximaţie liniară pe porţiuni (fig. 4), în limitele cărora conductanţele corespunzătoare sînt constante, pentru porţiunea i a caracteristicii aproximante, ecuaţia (5) se poate aproxima prin diferenţe finite:

$$\Delta U_{3,i} + \frac{G_{1,i}}{G_{3,i}} \Delta U_{1,i} = 0, \tag{6}$$

OMSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR
1863

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 1 (ianuarie – februarie), p. 1–48

CUPRINS

CZ 681.33

Petrescu, A. :

Elemente neliniare pentru calculatoarele analogice realizate cu diode Zener.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 1–6

Se prezintă problema obţinerii unor elemente cu caracteristică neliniară (cvadratoare, funcţii trigonometrice etc.), necesare în calculul analogic.

CZ 621-551 : 681.3.041

Călin, S. şi *Nitu, C.* :

Regulatorul numeric proporţional RN-1.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 7–11

Se descrie un nou tip de regulator în care se foloseşte pentru determinarea erorii metoda comparării mărimii reglate cu un număr, prin descifrare.

CZ 621.375.9

Florea, S. şi *Dumitrache, I.* :

Amplificatoarele fluidice interconectate.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 11–16

Se examinează dinamica amplificatoarelor cu fluid şi interconectarea acestora.

CZ 621.372.54

Tomescu, F.M.G. :

Filtru adaptat pentru semnal gaussian.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 17–20

Se propune un filtru adaptat la semnale de formă gaussiană, folosit pentru extragerea semnalului util de sub nivelul zgomotului.

CZ 621.315.673.1 : 621.382.233

Ponner, I. :

Contactoare statice cu tiristoare pentru circuite de curent continuu.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 21–26

Se discută problema comutării inverse a tiristoarelor din circuitele de curent continuu şi se prezintă două variante de contactoare statice echipate cu tiristoare.

CZ 681.325.6 : 621.382.2/.3

Simonescu Marga :

Contribuţii la proiectarea schemelor de însumare neliniară, cu semiconductoare.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 26–33

Se studiază stabilirea unor relaţii pentru proiectarea circuitelor de coincidenţă realizate cu diode şi triode semiconductoare.

CZ 621.382.233

Silard, A. :

Determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 33–37

Sînt expuse metode pentru determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor în regim de impulsuri şi în curent continuu.

CZ 621.374.32.001.24 : 621.373.001.24 : 518.4

Caprini, M. şi *Ciobanu, Tr.* :

Aplicarea teoriei grafelor la sinteza numărătoarelor şi a generatoarelor de secvenţe.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, ian-febr 1968, p. 37–43

Se aplică teoria grafelor liniare de semnal la sinteza circuitelor secvenţiale liniare şi în special a numărătoarelor electronice.

RECENZII 44–47

CRONICĂ 47–48

CONTENTS

DC 681.33

Petrescu, A. :

Unlinear elements for analogue computers obtained with Zener diodes.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 1–6

The problem of the obtention of some elements with unlinear characteristics (quadrators, trigonometric functions, etc.), necessary in the analogue calculus, is presented.

DC 621-551 : 681.3.041

Călin, S. and *Nitu, C.* :

Numerical proportional regulator RN-1.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 7–11

A new type of numerical regulator is described in which for the determination of the error is used the comparing method of the control quantity with a number, by deciphering.

DC 621.375.9

Florea, S. and *Dumitrache, I.* :

The interconnected fluidic amplifiers.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 11–16

The dynamics of the amplifiers with fluid and its interconnecting is examined.

DC 621.372.54

Tomescu, F.M.G. :

Filter adapted for Gauss-signal.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 17–20

A filter adapted to signals of Gaussian form, utilized for the extraction of the useful signal under the noise level, is suggested.

DC 621.315.673.1 : 621.382.233

Ponner, I. :

Static contactors with tiristors for circuits of continuous current.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 21–26

The problem of the inverse switching — over of the tiristors from direct current circuits is discussed and two variants of static contactors equiped with tiristors are presented.

DC 681.325.6 : 621.382.2/.3

Simonescu Marga :

Contributions to the designing of unlinear summation schemes with semiconductors.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 26–33

The determination of some relations for the designing of coincidence circuits obtained with semiconductor diodes and triodes is studied.

DC 621.382.233

Silard, A. :

The determination of the thermic parameters of the small power tiristors.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 33–37

The methods for the determination of the thermic parameters of the tiristors in impulse state and in continuous current are explained.

CD 621.374.32.001.24 : 621.373.001.24 : 518.4

Caprini, M. and *Ciobanu, Tr.* :

The application of the graph theory at the synthesis of the numerators and sequence generators.

Automatica şi Electronica 12, nr. 1, Jan-Febr 1968, p. 37–43

The theory of the signal linear is applied to the synthesis of linear sequential circuits and especially of electronic numerators.

REVIEWS 44–47

CHRONICLE 47–48

1883

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.33

Петреску, А.:

Нелинейные элементы для аналогичных счетных машин с диодами Ценер.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 1–6

Рассматривается вопрос получения некоторых элементов с нелинейной характеристикой (квадратуры, тригонометрические функции и т.д.) необходимые при аналогических вычислениях.

ДК 621-551 : 681.3.041

Кэлин, С. и *Ниту, К.*:

Пропорциональный числовой регулятор РН-1.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 7–11

Описан новый тип числового регуляртора, в котором применяется, для определения ошибки, метод сравнения величины регулированной на одно число, путем расшифровки.

ДК 621.375.9

Флоря, С. и *Думитраке, И.*:

Объединенные жидкостные усилители.

Automatica şi Electronica, 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 11–16

Рассматривается динамика жидкостных усилителей и их соединение.

ДК 621.372.54

Томеску, Ф.М.Г.:

Фультр, приспособленный к гауссиановому сигналу.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 17–20

Придлагается фильтр, приспособленный к сигналам гауссеанновой формы, применяемый для извлечения полезного сигнала от уровня шума

ДК 621.315.673.1 : 621.382.233

Поннер, И.:

Статистические контакторы с тиристорами для цепей постоянного тока.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 21–26

Обсуждается проблема обратного переключения тиристоров в цепях постоянного тока и приводятся два варианта статистических контакторов, оснащенных тиристорами.

ДК 681.325.6 : 621.382.2/.3

Симонеску Марга:

К вопросу о проектровании схем нелинейпого суммирования, с полупроводниками.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 26–33

Изучается вопрос в связи с установлением некоторых соотношений для проектирования цепей совпадения, осуществленных с полупроводящими диодами и триодами.

ДК 621.382.233

Силард, А.:

Определение термических параметров тиристоров малой мощности.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 33–37

Приведены методы определения термических параметров тиристоров в иммульсном режиме и в постояноя токе.

ДК 621.374.32.001.24 : 621.373.001.24 : 518.4

Каприни, М. и *Чиобану, Т.*:

Применение теории граф для синтеза нумераторов иоследовательных генераторов.

Automatica şi Electronica 12, No. 1, янв-февр 1968, стр. 37–43

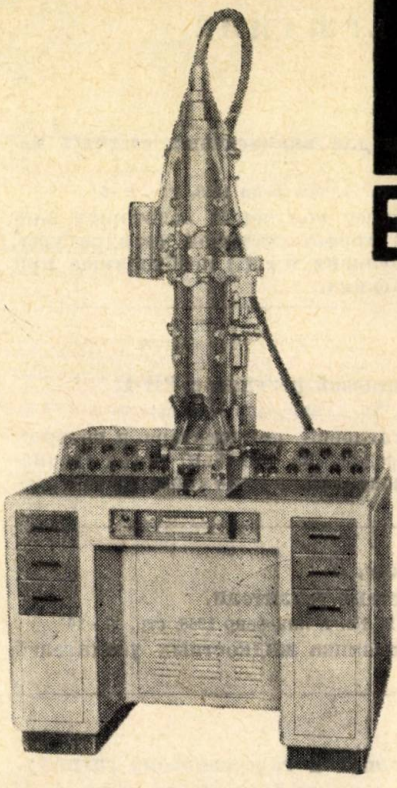
Применяется теория линейных граф сигнала при синтезе последовательных линейных цепей, и главным образом злектронных нумераторов.

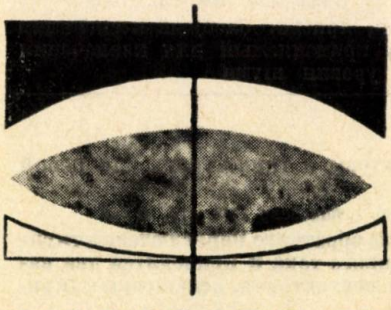
РЕЦЕНЗИИ 44–47

ХРОНИКА 47–48

TESLA

BS 513





MICROSCOP ELECTRONIC
TESLA BS 513

Noul microscop electronic TESLA se caracterizează printr-o înaltă capacitate de soluționare și o mare putere de mărire, utilizate în cele mai complexe cercetări din toate ramurile științei.

Precizia garantată a capacității de soluționare pentru două negative este de 4,5 Å, puterea de mărire fiind de 300 × și de 2500 — 250000 ×. Tensiunea de accelerare poate fi de 50, 80 și 100 kV; stabilitatea este de 5.10^{-6}/min.

La comandă specială, împreună cu microscopul se livrează accesorii speciale: braț pentru prevenirea contaminării BP 4130, braț de interferență BP 4132, goniometru de precizie BP 4134 și braț pentru uscarea materialelor foto BP 4133.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

AUTOMATICA și ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XII (pag. 1—48) nr. 1, ianuarie — februarie București, 1968

Dr. ing. A. PETRESCU

Elemente neliniare pentru calculatoarele analogice realizate cu diode Zener

I. Introducere

În construcția calculatoarelor analogice actualmente se constată tendința de folosire pe o scară din ce în ce mai largă a elementelor semiconductoare, atît pentru realizarea amplificatoarelor operaționale, cît și pentru realizarea unor blocuri neliniare.

Succesele obținute în construcția diodelor semiconductoare permit în etapa actuală folosirea lor cu bune rezultate în schemele elementelor neliniare ale calculatoarelor analogice

Utilizarea elementelor neliniare lărgește considerabil domeniul problemelor rezolvabile cu ajutorul acestor mijloace ale tehnicii calculului.

Avantajele pe care le prezintă elementele semiconductoare față de tuburile electronice se referă la gabarite, greutate, puterea consumată, rezistența la solicitări mecanice și marea siguranță în funcționare.

Una din metodele des folosite pentru realizarea elementelor neliniare constă în utilizarea rezistențelor și a diodelor polarizate. Cu ajutorul acestora, pe porțiuni, dependența neliniară ce trebuie reprodusă se aproximează prin segmente de dreaptă [4], [10].

Dezavantajul principal al diodelor cu vid sau al diodelor semiconductoare obișnuite constă în necesitatea unor surse de polarizare pentru realizarea punctelor dorite de frîngere ale caracteristicii aproximante. Punctului de frîngere al caracteristicii curent-tensiune a diodelor cu vid îi corespunde o mică tensiune negativă, iar pentru diodele obișnuite folosite în regim de polarizare directă, o tensiune mică pozitivă (0,1—0,6 V). În legătură cu aceasta se pune problema, în unele cazuri, de a stabiliza aceste puncte, fie prin reglarea tensiunii de încălzire la diodele cu vid, fie prin introducerea unor termistoare în circuitele de polarizare ale diodelor semiconductoare.

Existența unei capacități față de masă la diodele cu vid, precum și a capacităților parazite din montaj, se face simțită la frecvențe relativ joase (2 Hz) prin apariția histerezisului în caracteristica de transfer, curenți de fugă capacitivi, efecte de integrare etc.

Proprietățile diodelor Zener (stabilitroane cu siliciu) au făcut ca în ultimii ani, o dată cu perfecționarea tehnologiei lor și a producerii unor tipuri cu diverse tensiuni de străpungere, să fie folosite în realizarea elementelor neliniare [1], [2], [3], [7], [8], [9].

Avantajele principale față de diodele cu vid și de diodele semiconductoare obișnuite, în construcția elementelor neliniare, constau în înlăturarea necesității folosirii surselor de polarizare și într-o mai bună stabilitate a punctelor de frîngere ale caracteristicii aproximante, datorită rezistenței dinamice mici a diodelor Zener.

În figura 1 este prezentată caracteristica $i = f(u)$ pentru o diodă Zener, iar regiunile de frîngere ale acesteia sînt reproduse la o scară mai mare.

Pentru studiul și proiectarea elementelor neliniare ale calculatoarelor analogice este indicat a se examina dioda Zener sub forma unei scheme echivalente formate din diode ideale și surse de polarizare, plecînd de la caracteristica $i = f(u)$ idealizată. În figura 2, *a*, *b* și *c* sînt prezentate caracteristica $i = f(u)$ idealizată, schema echivalentă pentru frecvențe joase și polaritatea diodei Zener.

În practică se folcsește numai ramura din stînga a caracteristicii, deoarece $|E_0| \gg |E_1|$ și dioda Zener se poate examina ca o diodă

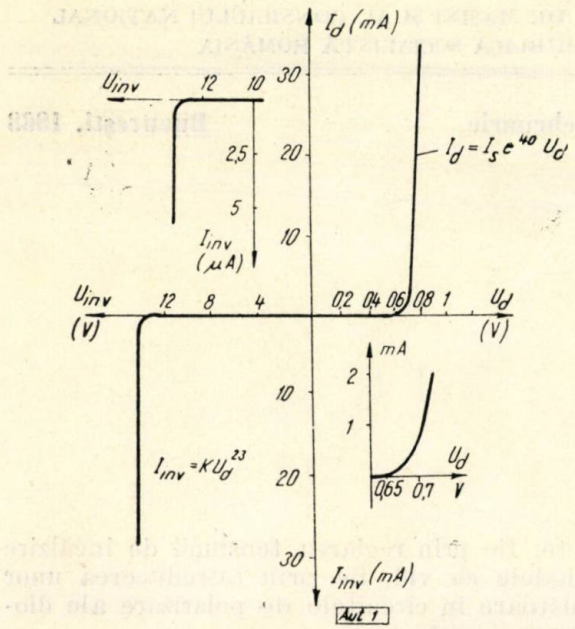


Fig. 1. Caracteristica $I = f(U)$ a diodei Zener.

obișnuită în serie cu o sursă de polarizare E_0. Pentru calcule foarte pretențioase se mai poate lua în considerare rezistența dinamică a diodei introducîndu-se în serie cu sursa de polarizare o rezistență corespunzătoare.

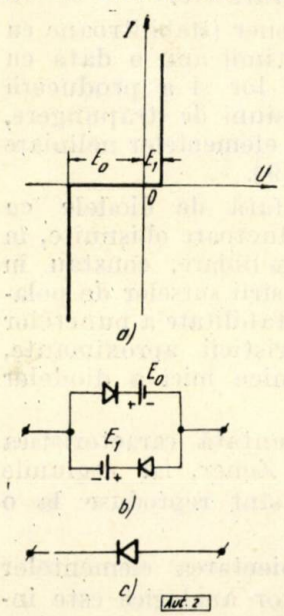


Fig. 2. *a*) Caracteristica idealizată $i = f(U)$ a diodei Zener; *b*) schema echivalentă a diodei Zener la frecvențe joase; *c*) polaritatea diodei Zener.

În regiunea $0 < |U_i| < |E_0|$ rezistența diodei este $R_d = 10 \div 20$ MΩ, iar pentru $|U_i| > |E_0|$, $R_d = 5 \div 50$ Ω (E_0 reprezintă tensiunea de străpungere, iar U_i — tensiunea aplicată diodei).

II. Principiul de construcție al elementelor neliniare

Elementele neliniare de obicei se construiesc pe baza elementului operațional cu coeficient de transfer variabil [4], [7], [9], [10].

Schema unui asemenea element este dată în figura 3.

Pentru schema dată se pot scrie următoarele relații:

$$\begin{aligned} I_1 &= f_1(U_1, U_2); \\ I_3 &= f_3(U_3, U_2); \\ I_1 &+ I_2 + I_3 = 0; \\ U_2 &= RI_2; \\ U_3 &= -AU_2. \end{aligned} \tag{1}$$

Întrucît punctul de însumare se află la un potențial foarte apropiat de cel al masei ($U_2 \cong 0$), rezultă ecuația:

$$f_1(U_1) + f_3(U_3) = 0. \tag{2}$$

Se diferențiază ecuația (2) în raport cu U_1 și cu U_3 și se obține:

$$\frac{\partial f_1}{\partial U_1} \mathrm{d}U_1 + \frac{\partial f_3}{\partial U_2} \mathrm{d}U_3 = 0. \tag{3}$$

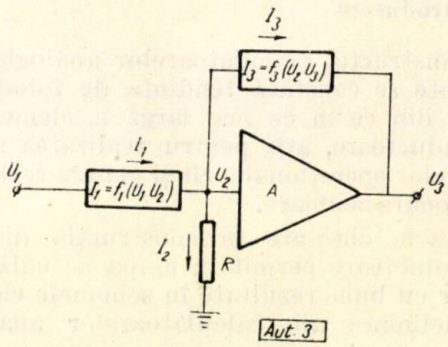


Fig. 3. Element operațional cu coeficient de transfer variabil.

Folosind notațiile următoare:

$$\frac{\partial f_1(U_1)}{\partial U_1} = G_1; \quad \frac{\partial f_3(U_3)}{\partial U_3} = G_3, \tag{4}$$

G_1, G_3 fiind conductanțele diferențiale ale circuitului de intrare și ieșire, ecuația (3) se poate scrie astfel:

$$\mathrm{d}U_3 + \frac{G_1}{G_3} \mathrm{d}U_1 = 0. \tag{5}$$

Întrucît funcția $U_3 = f(U_1)$ se reproduce prin aproximație liniară pe porțiuni (fig. 4), în limitele cărora conductanțele corespunzătoare sînt constante, pentru porțiunea i a caracteristicii aproximante, ecuația (5) se poate aproxima prin diferențe finite:

$$\Delta U_{3,i} + \frac{G_{1,i}}{G_{3,i}} \Delta U_{1,i} = 0, \tag{6}$$

unde :

$\Delta U_{1,i} = U_{1,i} - U_{1,i-1}$; $\Delta U_{3,i} = U_{3,i} - U_{3,i-1}$; $U_{1,i}$ — tensiunea de intrare corespunzătoare deschiderii sau închiderii celulei i ; $U_{3,i}$ — tensiunea la ieşirea amplificatorului operaţional

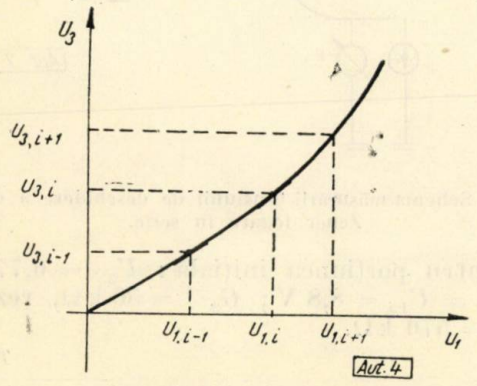


Fig. 4. Aproximarea caracteristicii neliniare prin segmente de drepte.

la începutul porţiunii i a caracteristicii aproximante.

$G_{1,i}$ este conductanţa circuitului de intrare pe porţiunea i ;

$G_{3,i}$ — conductanţa circuitului de ieşire pe porţiunea i ;

$G_{1,i} =$ const. pentru $U_{1,i} < U_1 \leqslant U_{1,i+1}$;

$G_{3,i} =$ const. pentru $U_{3,i} < U_3 \leqslant U_{3,i+1}$.

Pentru n celule cu diode introduse în circuitele amplificatorului operaţional se obţine următoarea relaţie :

$$U_3 = -\sum_{1}^{i=n} \Delta \left(\frac{G_1}{G_3}\right)_i \Delta U_{1,i} . \qquad (7)$$

Creşterea raportului conductanţelor G_1/G_3 pentru porţiunea i a caracteristicii aproximante se calculează cu ajutorul expresiei următoare :

$$\Delta \left(\frac{G_1}{G_3}\right)_i = \frac{G_{1,i}}{G_{3,i}} - \frac{G_{1,i-1}}{G_{3,i-1}} =$$

$$= \frac{\Delta G_{1,i}\, G_{3,i-1} - \Delta G_{3,i}\, G_{1,i-1}}{G_{3,i-1}(G_{3,i-1} + \Delta G_{3,i})} , \qquad (8)$$

unde $\Delta G_{1,i}$, $\Delta G_{3,i}$ sînt creşterile conductanţelor celulelor cu diode care intră în lucru în circuitele de intrare şi reacţie pe porţiunea i a caracteristicii aproximante.

Introducînd circuitul neliniar numai la intrarea amplificatoarelor, se obţine :

$$\Delta G_{3,i} = 0 \; ; \; \Delta \left(\frac{G_1}{G_3}\right)_i = \frac{\Delta G_{1,i}}{G_{3,i-1}} . \qquad (9)$$

Introducînd circuitul neliniar numai în reacţia amplificatorului, se obţine :

$$\Delta G_{1,i} = 0 \; ; \; \Delta \left(\frac{G_1}{G_3}\right)_i = -\frac{\Delta G_{3,i}\, G_1}{G_{3,i-1}(G_{3,i-1} + G_{3,i})} . \qquad (10)$$

Schemele principale care se pot realiza cu o diodă Zener şi rezistenţe [7] se prezintă în figura 5. Astfel, în figura 5,*a* curentul i care trece prin rezistenţa R_2 este dat de relaţia :

$$i = \frac{\frac{R_0}{R_1 + R_0} U_1 - E_0}{\frac{R_1 R_0}{R_1 + R_0} + R_2} . \qquad (11)$$

Panta caracteristicii $i = f(U)$ a elementului dat este :

$$G = \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}U_1} = \frac{1}{R_1 + R_2 + \frac{R_1 + R_2}{R_0}} . \qquad (12)$$

Tensiunea la care se deschide dioda va fi :

$$U_d = \frac{R_1 + R_0}{R_0} E_0 . \qquad (13)$$

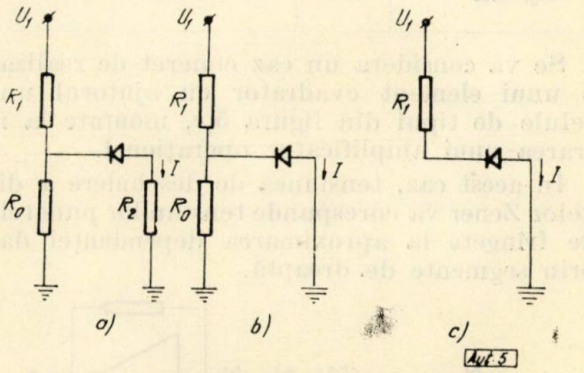


Fig. 5. Schemele principale care se pot realiza cu o diodă Zener şi cu rezistenţe.

Din formulele (12) şi (13) se constată că tensiunea de deschidere se poate regla prin rezistenţele R_0 şi R_1, iar panta, prin R_2.

Din expresiile (12) şi (13) se pot trage concluzii asupra schemelor din figura 5,*b* şi 5,*c*.

Pentru schema din figura 5,*b* au loc relaţiile :

$$G = \frac{1}{R_1} ; \qquad (14)$$

$$U = \frac{R_1 + R_0}{R_0} E_0 . \qquad (15)$$

Pentru schema din figura 5,*c*, avem :

$$G = \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}U_1} = \frac{1}{R_2} ; \qquad (16)$$

$$U_d = E_0 . \qquad (17)$$

III. Realizarea practică

Realizarea practică a unui element neliniar necesită cunoaşterea analitică, grafică sau sub forma de tabelă a dependenţei neliniare ce trebuie realizată. Din considerente constructive (limitarea zonei de liniaritate a amplificatorului) dependenţa $U_3 = f(U_1)$ se trasează grafic la o scară pentru care în planul dat $U_{1\,max} = +100$ V; $U_{3\,max} = -100$ V. Dependenţa dată se aproximează prin segmente de dreaptă în funcţie de precizia cerută (fig. 4).

Avînd tensiunile de intrare şi ieşire în punctele de frîngere se poate calcula mărimea $\Delta\left(\frac{G_1}{G_3}\right)_i$ din expresia (7). În continuare, se determină rezistenţele fiecărei celule ce conţine dioda Zener în funcţie şi de tensiunea de deschidere a acesteia.

Cu ajutorul formulei (7), cunoscînd $U_{3,i}$, $\Delta U_{1,i}$ şi G_3, se determină uşor variaţia de conductanţă în circuitul de intrare $\Delta G_{1,i}$.

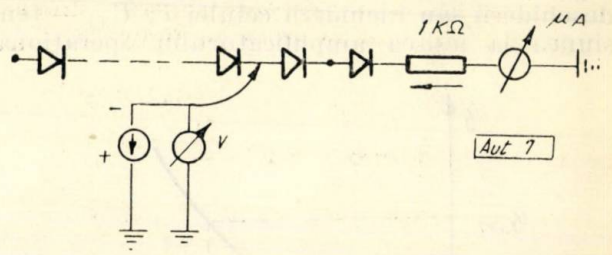


Fig .7. Schema măsurării tensiunii de deschidere a diodelor Zener legate în serie.

Pentru porţiunea iniţială: $U_{3,i} = 0{,}774$ V; $\Delta U_{1,i} = U_{1,i} = 8{,}8$ V; $G_3^{-1} = 50$ kΩ, rezultă: $R_{1,i} = 570$ kΩ.

Tabela 1

Nr. segmentului	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$U_{1,i}$ V	8,8	17,1	25,9	34,1	42,5	51	59,8	68	76,2	84,6	93,1	102,5
U_3, V	0,774	2,8	6,75	11,6	18	26	35,6	46,3	58	71,6	86,6	105
R_{ic}, kΩ	600	359	273	310	311	307	380	29,5	376	314	341,6	137
R_3, kΩ	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50

Se va considera un caz concret de realizare a unui element cvadrator cu ajutorul unor celule de tipul din figura 5,*c*, montate la intrarea unui amplificator operaţional.

În acest caz, tensiunea de deschidere a diodelor Zener va corespunde tensiunilor punctelor de frîngere la aproximarea dependenţei date prin segmente de dreaptă.

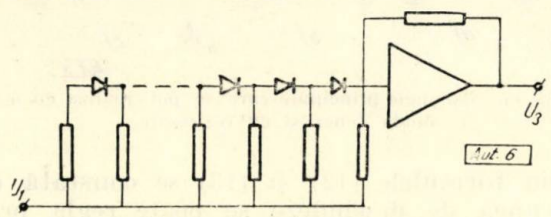


Fig. 6. Schema cvadratorului.

În figura 6 se prezintă schema cvadratorului realizat cu diode Zener şi cu amplificatorul operaţional.

Pentru a asigura deschiderea diodelor la tensiuni cuprinse între E_0 şi 100 V, acestea se leagă în serie. Determinarea tensiunii de deschidere se face [7] punînd în serie diodele cu o rezistenţă de 1 kΩ şi aplicînd la borne o tensiune care conduce la apariţia unui curent de 100 μA prin circuit (fig. 7).

Rezultatele măsurărilor sînt trecute în tabela 1.

Pentru experimentare s-au folosit diode Zener DZ-309 fabricate la I.P.R.S.

În acest mod se calculează rezistenţele din circuitul de intrare. În tabela 1 sînt trecute atît rezultatele măsurărilor, cît şi ale calculelor. La realizarea practică, rezistenţele au diferit într-o măsură foarte mică de valorile calculate, în tabelă fiind trecute valorile rezistenţelor ajustate practic.

Rezultatele măsurărilor privind efectuarea operaţiei de ridicare la pătrat sînt date în tabelele 2 şi 2′ pentru două cvadratoare (Q_1 Q_2).

Tabela 2

Rezultatele încercărilor cvadratoarelor Q_1, Q_2

$-U_1$, $+U_1$ V	U_3 (Q_1), V	$-U_3$, (Q_2), V
0	0	0
10	1,03	0,95
20	4,18	4,18
30	9,6	9,4
40	16	16,2
50	25,05	25,1
60	36,4	36
70	49,6	49,2
80	64	64,7
90	82	82
100	100,02	100

Tabela 2′

Erorile absolute ale cvadratoarelor Q_1, Q_2

$-U_1$, $+U_1$, V	ΔU_3 (Q_1), V	ΔU_3(Q_2), V
10	+0,03	+0,05
20	+0,18	−0,18
30	+0,6	−0,4
40	0	−0,2
50	+0,5	−0,1
60	+0,4	0
70	+0,6	−0,2
80	0	−0,7
90	+1	−1
100	+0,02	0

Pentru realizarea blocurilor neliniare ce aproximează funcţii de forma :

$$y = x^2 \operatorname{sign} x \qquad (18)$$

se pot lega în serie, în sens contrar, diodele Zener — după cum se arată în figura 8.

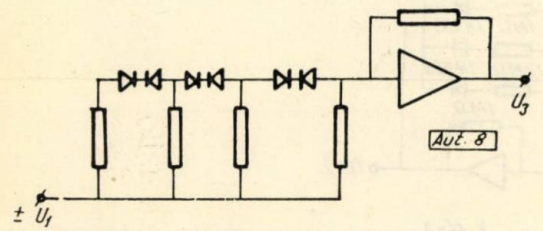


Fig. 8. Schema elementului neliniar pentru reproducerea caracteristicii $y = x^2$ sign x.

Construcţia unui bloc de înmulţire s-a efectuat conform schemei din figura 9.

Blocul de înmulţire lucrează pe baza următoarei formule :

$$U_3 = \frac{1}{100}\left(\frac{U_1 + U_2}{2}\right)^2 - \left(\frac{U_1 - U_2}{2}\right)^2. \qquad (19)$$

Înmulţirea se efectuează în cele patru cadrane ale planului U_1, U_2.

Pentru realizarea semisumelor şi semidiferenţelor s-au folosit circuite pasive (fig. 10).

În scopul micşorării erorii introduse de rezistenţa de intrare, finită şi relativ mică a elementului neliniar, între elementele pentru semisumă — diferenţă şi elementele neliniare s-au folosit amplificatoare operaţionale separatoare. Aceasta se poate justifica în modul următor. Curentul maxim debitat de amplificatoare [11] este limitat, rezistenţele R_a neputînd lua valori sub o anumită limită (R_a = = 30 kΩ). Tensiunea la ieşirea elementului de semisumă este dată de relaţia :

$$U_e = \frac{\dfrac{U_1}{R_a} + \dfrac{U_2}{R_a}}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_n}}, \qquad (20)$$

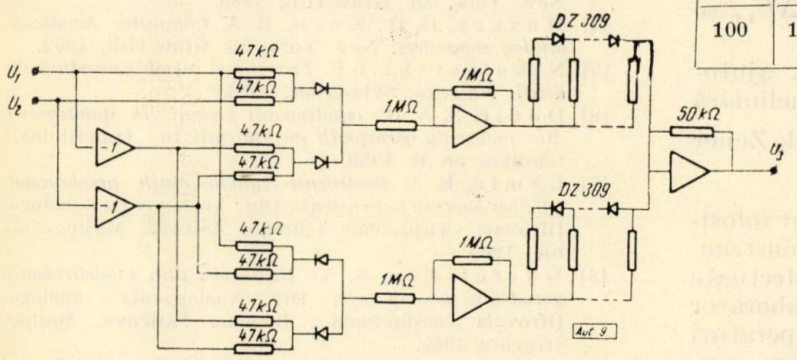


Fig. 9. Schema dipozitivului de înmulţire.

Tabela 3

Rezultatele înmulţirilor în cele patru cadrane

U_1,V	U_2,V	U_3, V $+U_1, +U_2$	U_3, V $-U_1, +U_2$	U_3, V $+U_1, -U_2$	U_3, V $-U_1, -U_2$
0	0	0	0	0	0
10	10	1	0,85	0,9	1,06
20	20	4,03	4	4,03	4,22
30	30	9,15	8,96	9,2	9,72
40	40	15,9	16	16	16,4
50	50	24,7	24,8	25	26
60	60	35	35,1	35,9	36,8
70	70	47	48	48,8	50
80	80	61,7	63	64	64,6
90	90	78,4	80,6	82	83
100	100	97,6	98,1	100	102

Tabela 3'

Erorile absolute la înmulţirea în cele patru cadrane

U_1, V	U_2, V	ΔU_3, V $+U_1, +U_2$	ΔU_3, V $-U_1, +U_2$	ΔU_3, V $+U_1, -U_2$	ΔU_3, V $-U_1, -U_2$
10	10	0	+0,15	0,1	0,06
20	20	+0,03	0	−0,03	0,22
30	30	+0,15	0,04	−0,2	0,72
40	40	−0,1	0	0	0,4
50	50	−0,3	0,2	0	1
60	60	−1	0,9	0,1	0,8
70	70	−2,3	1	0,2	1
80	80	−2,3	1	0	0,6
90	90	−2,6	0,4	−1	2
100	100	−2,5	0,19	0	2

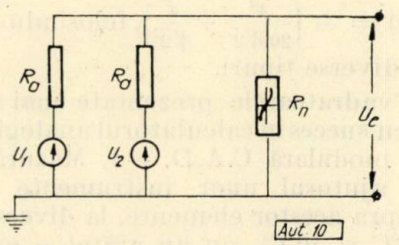


Fig. 10. Circuit pasiv pentru formarea semisumei şi semidiferenţei.

unde R_n este rezistenţa de intrare a elementului neliniar în absenţa separatorului; R_n este variabil cu tensiunea aplicată. Rezultă că :

$$U_e = \frac{U_1 + U_2}{2 + \dfrac{R_a}{R_n}}. \qquad (21)$$

Pentru a avea o eroare mică este necesar ca $\frac{R_a}{R_n} \ll 2$. Pentru a îndeplini această condiţie trebuie să se realizeze elementul cvadrator cu rezistenţe de valori foarte mari, ceea ce nu este indicat, deoarece în acest caz curenţii care trec prin diode pot lua valori mici, devenind instabili. Micşorarea rezistenţei R_a duce, pe de altă parte, la supraîncărcarea amplificatorului.

Unele rezultate experimentale se dau în tabelele 3 şi 3'.

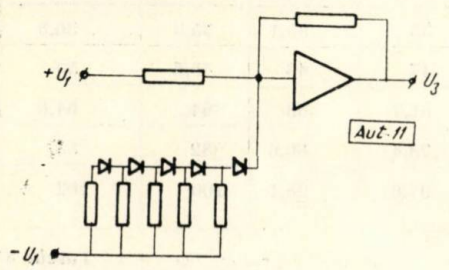


Fig. 11. Schema elementului neliniar pentru reproducerea caracteristicii $y = \sin x$.

Cu ajutorul diodelor Zener se pot realiza elemente neliniare cu sin x, cos x etc.

Un exemplu de schemă ce realizează funcţia $y = \sin x \left(0 \leqslant x \leqslant \frac{\pi}{2}\right)$ este dat în figura 11.

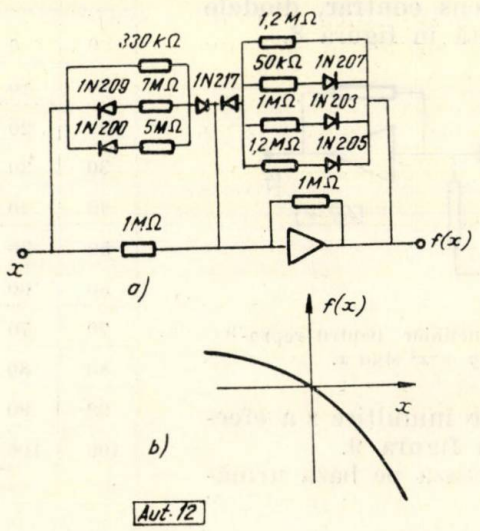
În cazul cînd există posibilitatea folosirii unor tipuri de diode Zener cu diferite tensiuni de străpungere, se pot realiza aproximări de caracteristici neliniare cu un număr mai mic de diode. Astfel, în regiunile caracteristicii, în care neliniaritatea nu este pronunţată pentru o eroare absolută ε dată, intervalele $\Delta U_{1,i}$ se pot lua de valori mai mari.

În figura 12 se dă o schemă [2] cu ajutorul căreia se realizează dependenţa neliniară $f(x) = -\left(\frac{x^2}{200\sqrt{2}} + \frac{x}{\sqrt{2}}\right)$, folosindu-se diode Zener de diverse tipuri.

Cvadratoarele prezentate mai sus sînt folosite cu succes în calculatorul analogic de construcţie modulară C.A.D. —1. Măsurările efectuate cu ajutorul unor instrumente de laborator asupra acestor elemente, la diverse temperaturi (20°C şi 40°C), nu au arătat o modificare sensibilă a caracteristicilor. Aceasta se explică prin faptul că pentru tipurile de diode Zener folosite, cu tensiuni de străpungere cuprinse între 8 şi 9 V, coeficientul de temperatură al tensiunii are o valoare mică $(1 \div 8)10^{-4}$/°C şi nu depinde de temperatură [1].

În cazuri speciale se poate realiza o compensare a variaţiei tensiunii de străpungere cu temperatura prin folosirea unor termistoare în serie cu rezistenţele circuitului neliniar [7.]

În concluzie, diodele Zener oferă mari avantaje în comparaţie cu diodele polarizate la



Tipul diodei	Tensiunea de străpungere (V)
1N 200	7,5
1N 203	13,0
1N 205	20,0
1N 207	30,0
1N 209	43,0
1N 217	230,0

Fig. 12. *a*) Schema pentru reproducerea funcţiei:

$$f(x) = -\left(\frac{x^2}{200\sqrt{2}} + \frac{x}{\sqrt{2}}\right);$$

b) graficul funcţiei $f(x)$.

realizarea elementelor neliniare, deoarece nu necesită tensiuni de polarizare, pot aproxima uşor funcţii impare şi au gabarite mici.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vedeneev, G. M., Verşin, V. E. *Kremnivie stabilitroni.* Moscova. Gosenergoizdat, 1961.

[2] Burns, R. A. *An improved diode function generator for analog computers.* Proc. nat. simulation conf., 1956.

[3] Scott, N. R. *Analog and digital computer technology.* New York, Mc Graw-Hill, 1960.

[4] Huskey, H. D., Korn, G. A. *Computer handbook, analog computers.* New York, Mc Graw-Hill, 1962.

[5] Nikolaevski, I. F. *Tranzistori i poluprovodnikovie diodi.* Moscova, Sviazizdat, 1963.

[6] Dodic, S. A. *Ob ispolzovanii kremnievih stabilitronov dlia polucenia obrazţovih napriajenii.* În: Izmeritelnaia tehnika, nr. 6, 1959.

[7] Lamin, E. I. *Postroenie funkţionalnih preobrazovatelei bez opornih napriajenii.* Din: Analogovaia i analogo-ţifrovaia vîcislitelnaia tehnika. Moscova, Maşinostroenie, 1965.

[8] Gherasimov, S. V. *Ustanovka dlia modelirovania gorodskih gazovih setei.* Din: Analogovaia i analogo-ţifrovaia vîcislitelnaia tehnika. Moscova, Maşinostroenie, 1965.

[9] Petrescu, A. *Elementele neliniare ale calculatorului analogic C.A.D. — 1.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti, 1966.

[10] Kogan, B. I. *Elektronnie modeliruiuşcie ustroistva i ih primenenie dlia issledovania sistem avtomaticeskogo regulirovania.* Moscova, 1963.

[11] Dimo, P. *Elementele liniare ale calculatorului analogic C.A.D. — 1.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", Bucureşti, 1966.

Dr. ing. S. CĂLIN şi ing. C. NITU

Regulatorul numeric proporţional RN-1

Regulatoarele numerice sînt alcătuite din două blocuri funcţionale, elementul de comparaţie pentru obţinerea abaterii şi blocul pentru prelucrarea abaterii după o lege determinată. Necesitatea utilizării comparatorului numeric reiese din faptul că măsurarea mărimii reglate, fixarea mărimii prescrise şi compararea acestora trebuie efectuate cu înaltă precizie. Pentru obţinerea sub formă numerică a erorii sînt cunoscute trei metode principale. Prima metodă constă în fixarea mărimii impuse sub forma unei frecvenţe de impulsuri şi compararea acesteia cu o frecvenţă în care este convertită mărimea reglată. A doua metodă constă în înregistrarea într-un numărător a mărimii prescrise şi compararea acesteia cu un număr de impulsuri în care este convertită mărimea reglată. A treia metodă este compararea prin descifrare. Realizarea elementelor de comparaţie pe baza primelor două metode s-a făcut sub forma a numeroase variante constructive.

În lucrarea de faţă este elaborată, în cadrul primei metode, o variantă pentru obţinerea directă a erorii şi este prezentată metoda care efectuează compararea mărimii reglate cu un număr prin descifrare. În partea a doua a lucrării se prezintă schema regulatorului proporţional.

I. Obţinerea erorii sub forma numerică [3], [4]

În cadrul primei metode, compararea a două frecvenţe reprezentînd mărimea reglată şi mărimea prescrisă se efectuează sub forma următoarelor două variante principale.

Varianta 1. Comparatorul este format din două numărătoare binare şi o poartă de blocare (fig. 1). O frecvenţă f_1 serveşte pentru fixarea intervalului în care se numără impulsurile celeilalte frecvenţe f_2. Deoarece comparatoarele

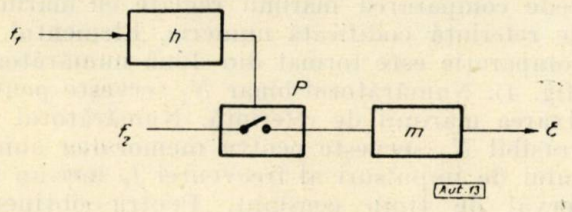


Fig. 1

de acest tip au găsit o largă utilizare în construcţia regulatoarelor numerice de turaţie, vom analiza avantajele şi dezavantajele acestora în cazul reglării turaţiei.

În cazul reglării turaţiilor mari, frecvenţa f_2 în care este convertită mărimea reglată cu ajutorul unui disc cu fante se numără de către numărătorul cu m celule binare într-un interval de timp determinat de frecvenţa f_1, divizată cu ajutorul numărătorului cu n celule binare. Intervalul de timp pentru măsurarea frecvenţei f_2 va fi :

$$\Delta t_1 = \frac{1}{f_1} \cdot 2^n . \tag{1}$$

În acest interval numărătorul cu m celule binare trebuie să se umple dacă turaţia impusă este egală cu cea măsurată. Deci :

$$f_2 \cdot \Delta t_1 = 2^m . \tag{2}$$

Înlocuind (1) în (2), se obţine :

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{2^m}{2^n} . \tag{3}$$

În cazul cînd turaţia impusă nu este egală cu cea măsurată, vom nota prin ε eroarea exprimată numeric (adică numărul de impulsuri), iar prin Δf_2, creşterea frecvenţei f_2. Deci noua frecvenţă în care este convertită mărimea reglată va fi :

$$f_2' = f_2 + \Delta f_2 . \tag{4}$$

Prin urmare în acest caz :

$$\frac{f_2'}{f_1} = \frac{2^m + \varepsilon}{2^n} . \tag{5}$$

Înlocuind (4) în (5) şi ţinînd seamă de (3), se obţine :

$$\varepsilon = 2^n \cdot \frac{\Delta f_2}{f_1} . \tag{6}$$

Prin urmare eroarea exprimată numeric este proporţională cu abaterea de la turaţia prescrisă, însă este raportată la o mărime variabilă.

În cazul reglării turaţiilor mici, frecvenţa f_2 fixează intervalul de timp în care se numără frecvenţa f_1. Intervalul de timp în care impulsurile se numără va fi :

$$\Delta t_2 = \frac{1}{f_2} \cdot 2^n .$$

În mod identic, pentru o turaţie egală cu cea prescrisă este valabilă relaţia (3). Eroarea exprimată numeric se obţine din condiţia de depăşire a capacităţii numărătorului :

$$\frac{f_1}{f_2 - \Delta f_2} = \frac{2^m + \varepsilon}{2^n} ,$$

de unde expresia erorii este :

$$\varepsilon = 2^n \cdot \frac{f_1}{f_2} \frac{1}{1 - \frac{\Delta f_2}{f_2}} - 2^m .$$

Avînd în vedere că $\frac{\Delta f_2}{f_2} \ll 1$, prin dezvoltare în serie se pot reţine primii termeni:

$$\varepsilon \cong 2^n \cdot \frac{f_1}{f_2}\left(1 + \frac{\Delta f_2}{f_2}\right) - 2^m,$$

de unde avînd în vedere relaţia (3) se obţine:

$$\varepsilon \cong 2^m\left(1 + \frac{\Delta f_2}{f_2}\right) - 2^m = 2^m \cdot \frac{\Delta f_2}{f_2}. \qquad (7)$$

Prin urmare, în ambele cazuri eroarea ε, exprimată numeric, este proporţională cu aba-

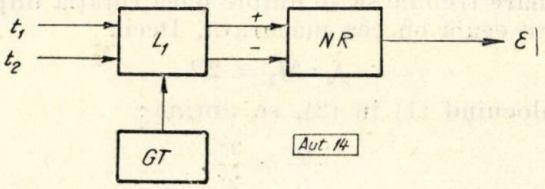


Fig. 2

terea reală a turaţiei convertită în frecvenţă, însă este raportată la o mărime variabilă.

Varianta 2. Comparatorul este format dintr-un numărător reversibil şi un element logic (fig. 2). Compararea mărimii reglate cu mărimea prescrisă, ambele exprimate sub formă de frecvenţe de impulsuri, se efectuează în două tacte. În primul tact, într-un interval de timp constant t_1 elementul logic L_1 permite transmiterea în numărătorul NR, prin intrarea (+), a frecvenţei de referinţă f_1. În tactul al doilea, elementul logic permite transmiterea în numărător, la intrarea (−), a frecvenţei f_2 corespunzătoare mărimii reglate. Din analiza funcţionării acestui comparator reiese că dezavantajul principal constă în durata mare a timpului de obţinere a erorii.

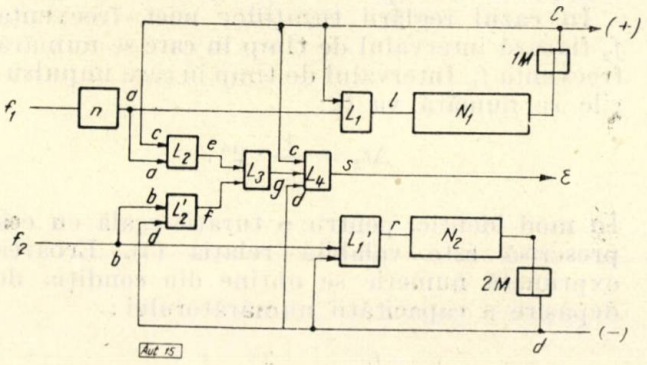


Fig. 3

Pentru obţinerea directă a erorii exprimate numeric se pot introduce elemente logice, astfel ca după umplerea unui numărător restul de impulsuri să fie transmis direct la ieşire (fig. 3). În cazul cînd cele două numărătoare binare N_1, N_2 se umplu simultan, se consideră că mărimea reglată este egală cu mărimea prescrisă. Dacă $f_1 > f_2$, atunci N_1 se va umple mai repede şi restul impulsurilor de frecvenţă f_1 vor fi transmise la ieşire, pînă în momentul cînd se va umple şi numărătorul N_2. Bascularea memoriei $1M$ înaintea lui $2M$ înseamnă că semnul erorii este plus. Dacă $f_1 < f_2$, atunci numărătorul N_2 se va umple înaintea lui N_1 şi impulsurile de frecvenţă f_2 vor fi transmise direct la ieşire, pînă cînd se va umple şi numărătorul N_1. Bascularea memoriei $2M$ înaintea lui $1M$ înseamnă că semnul erorii este minus. Funcţionarea acestui comparator este dată de relaţiile care indică comportarea elementelor logice.

$$L_1 : l = a \cap \bar{c}; \quad L_1' : r = b \cap \bar{d};$$
$$L_2 : e = a \cap c; \quad L_2' : f = b \cap d;$$
$$L_3 : g = e \cup f;$$
$$L_4 : S = g\,(c \cup d)\,(\bar{c} \cap \bar{d}).$$

În mod identic se poate vedea că eroarea exprimată numeric este proporţională cu abaterea mărimii reglate. În concluzie, elementele

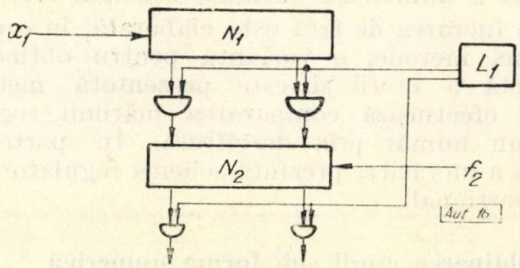


Fig. 4

de comparaţie bazate pe compararea a două frecvenţe prezintă următoarele dezavantaje:

1. fixarea mărimii prescrise necesită o aparatură specială, deoarece varierea fină a frecvenţei se face prin metode laborioase;

2. au o precizie limitată, deoarece eroarea exprimată numeric este raportată la o mărime variabilă.

A doua metodă pentru obţinerea erorii prevede compararea mărimii reglate cu mărimea de referinţă codificată numeric. Elementul de comparaţie este format din două numărătoare (fig. 4). Numărătorul binar N_1 serveşte pentru fixarea mărimii de referinţă. Numărătorul reversibil N_2 serveşte pentru memorarea numărului de impulsuri al frecvenţei f_2 într-un interval de timp constant. Pentru obţinerea erorii, elementul logic L_1 comandă la începutul ciclului transferul conţinutului numărătorului N_1 în N_2. În continuare impulsurile de frecvenţă f_2 se scad din conţinutul numărătorului reversibil N_2 şi se obţine eroarea care este transmisă în paralel la ieşire.

Acest element de comparaţie prezintă avantajul că eroarea exprimată numeric nu este

raportată la o mărime variabilă şi dezavantajul că este incomodă varierea mărimii prescrise, exprimată în cod binar. În caz contrar, este necesar un convertor zecimal-binar, ceea ce complică schema. Alte variante constructive ale acestei metode prevăd folosirea a două numărătoare reversibile sau a unui singur numărător reversibil special [2], [3]. Toate elementele de comparaţie construite după această metodă prezintă dezavantajul că introducerea operaţiei de memorare prin transfer în paralel duce la creşterea numărului de elemente.

Avînd în vedere aceste dezavantaje se recomandă metoda pentru obţinerea erorii prin compararea mărimii reglate cu un număr prin descifrare. Acest comparator foloseşte un numărător decadic, cu ieşirile de semnale conectate la nişte descifratoare binar-zecimale. Cele zece ieşiri ale fiecărui descifrator sînt conectate la nişte comutatoare care servesc pentru fixarea mărimii prescrise. Dacă mărimea reglată este convertită într-un interval de timp (fig. 5), impulsurile care marchează începutul şi sfîrşitul intervalului de timp în care este convertită mărimea reglată acţionează două elemente de memorie M_1 şi M_3. Frecvenţa impulsurilor de intrare f_1 se alege în funcţie de diapazonul de variere a mărimii reglate. Frecvenţa f_1 se poate lua astfel ca perioada să fie o milisecundă sau o secundă. În acest caz, cu ajutorul comutatoarelor se fixează numărul de milisecunde sau secunde cît este mărimea prescrisă. Elementul de comparaţie, bazat pe compararea mărimii reglate cu un număr prin descifrare, permite obţinerea directă a erorii şi se realizează fără elemente speciale. Sinteza elementelor logice poate fi efectuată pe elemente de comutaţie statică. Avantajul principal al acestui comparator constă în simplitatea construcţiei şi a

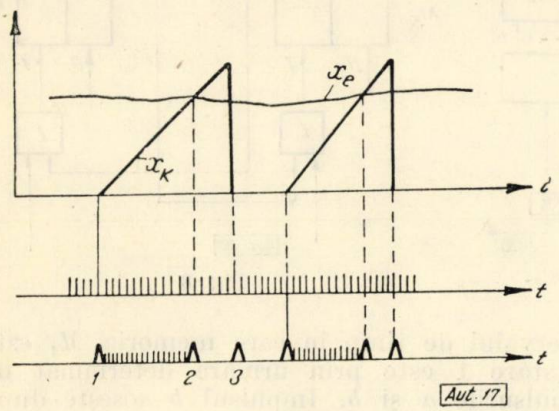


Fig. 5

exploatării, deoarece conţine un număr mic de elemente logice elementare SAU, NU. Din aceste motive, metoda a fost adoptată în construcţia regulatorului numeric. Principiul de funcţionare va fi descris o dată cu schema-bloc a regulatorului.

II. Obţinerea componentei proporţionale

1. Alegerea schemei-bloc

Pentru obţinerea componentei proporţionale este necesar ca eroarea obţinută să fie multiplicată cu un coeficient K_R şi să fie convertită într-o mărime de comandă. Pentru multiplicarea unui număr de impulsuri se pot folosi

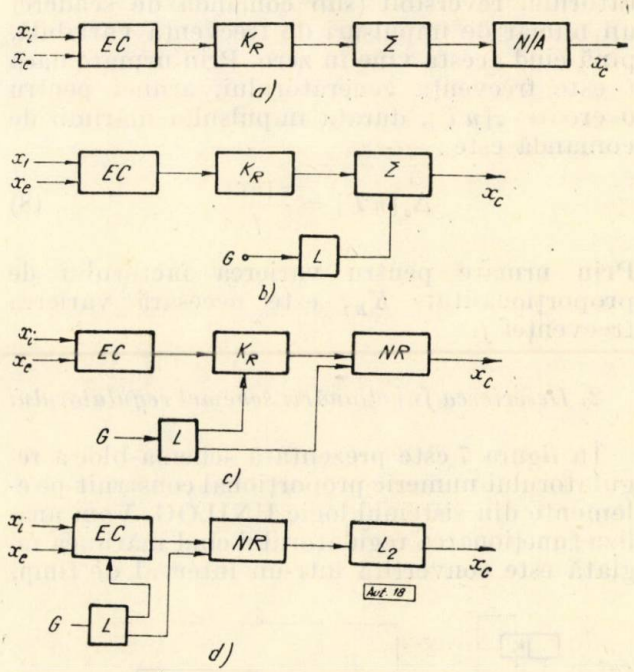


Fig. 6

scheme speciale care prevăd folosirea unor numărătoare şi care au scopul de a da la ieşire K_R impulsuri, pentru impuls al erorii [6]. Prin urmare blocul următor, care serveşte pentru însumare, va avea un număr mai mare de ranguri decît comparatorul. În figura 6,*a*, se arată că schema regulatorului proporţional, în cazul cînd multiplicarea se face cu scheme speciale, conţine un sumator şi un convertor *N/A*. Dacă se preferă ca mărimea de comandă să fie o durată de timp, atunci la conţinutul sumatorului se adaugă în decursul tactului fixat cu o frecvenţă stabilă, numărul 1 1 1 1 ... 1, adică toată capacitatea (fig. 6, *b*). Adunarea este continuată pînă cînd sumatorul vine în zero. Ambele variante conţin elemente complicate: sumatoare, scheme speciale de înmulţire şi au deci un număr mare de transistoare. Pentru simplificarea construcţiei regulatorului numeric se recomandă înlocuirea sumatoarelor cu numărătoare reversibile. În figura 6, *c*, în locul sumatorului pentru acumularea numărului de impulsuri $K_R \cdot \varepsilon$, este folosit un numărător reversibil. Conţinutul acestuia este convertit într-un interval de timp prin transmiterea la intrarea acestuia a unor impulsuri de frecvenţă constantă. Pentru a simplifica şi mai

mult schema regulatorului se înlocuieşte schema de multiplicare prin introducerea unui bloc logic care comută o frecvenţă variabilă (fig. 6, *d*). Tactul regulatorului are două părţi. La începutul tactului se obţine eroarea între x_i şi x_e, transmiţîndu-se acest număr de impulsuri în numărătorul reversibil. În partea a doua a tactului, elementul logic blochează funcţionarea comparatorului şi transmite la intrarea numărătorului reversibil (sub comanda de scădere) un număr de impulsuri de frecvenţă variabilă, pînă cînd acesta vine în zero. Prin urmare dacă f este frecvenţa generatorului, atunci pentru o eroare $\varepsilon[nT]$, durata impulsului mărimii de comandă este:

$$\Delta_c[nT] = \frac{\varepsilon[nT]}{f}. \qquad (8)$$

Prin urmare pentru varierea factorului de proporţionalitate K_R, este necesară varierea frecvenţei f.

2. *Descrierea funcţionării schemei regulatorului*

În figura 7 este prezentată schema-bloc a regulatorului numeric proporţional construit pe elemente din sistemul logic UNILOG. Vom analiza funcţionarea regulatorului cînd mărimea reglată este convertită într-un interval de timp,

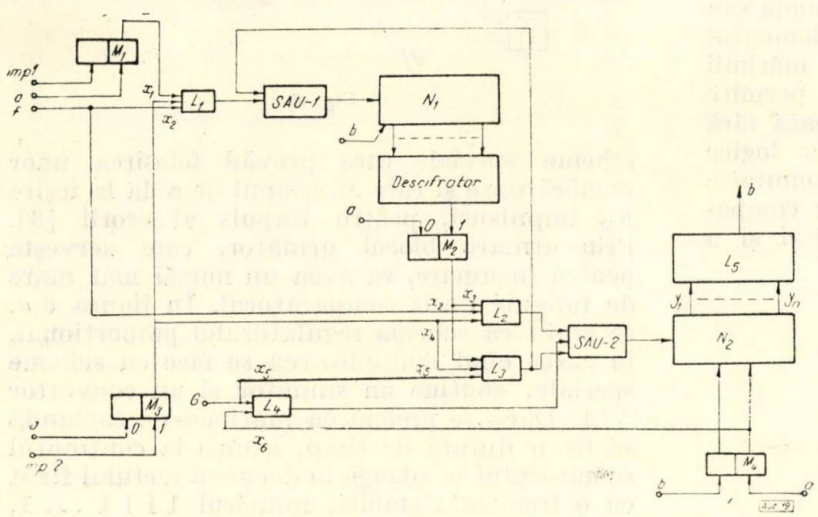


Fig. 7.

cu ajutorul unui convertor A/N, nefigurat în schemă*. Impulsul 1, care marchează începutul intervalului, basculează memoria M_1 în starea 1. Elementul logic L_1 efectuează operaţia logică:

$$L_1 : x_2 \cdot x_1 \cdot \overline{x}_4 ,$$

permiţînd trecerea impulsurilor prin elementul SAU-1, la numărătorul binar zecimal N_1. Pot avea loc două situaţii:

* Schema este valabilă şi cînd mărimea reglată este o frecvenţă.

1) În cazul cînd $x_i < x_e$, impulsul *2*, care marchează sfîrşitul intervalului în care este convertită mărimea reglată, soseşte după bascularea memoriei M_2. Impulsurile vor fi transmise la numărătorul reversibil N_2 prin intermediul elementului logic L_2 şi SAU-2:

$$L_2 : x_3 \cdot x_2 \cdot \overline{x}_4 .$$

2) În cazul cînd $x_i > x_e$, în intervalul de timp determinat de impulsurile 1—2 vine un număr de impulsuri mai mic decît mărimea x_i. Prin urmare memoria M_3 va bascula înaintea lui M_2, şi elementul logic L_3 va transmite la numărător impulsuri pînă cînd cele două memorii vor fi în aceeaşi stare:

$$L_3 : \overline{x}_3 \cdot x_5 \cdot x_4 .$$

Impulsul *a*, care marchează sfîrşitul procesului de măsurare a mărimii reglate, basculează memoria M_4 şi aduce la zero memoriile M_1, M_2, M_3. Cînd M_4 este în stare 1, elementul logic L_4 transmite, la numărătorul reversibil N_2, impulsuri de frecvenţă f (acesta fiind în regim de scădere, ceea ce este determinat de memoria M_4). Se vor transmite impulsuri la numărătorul N_2 pînă cînd elementul logic L_5 va marca trecerea prin zero. Prin urmare:

$$L_4 : x_5 \cdot x_6 ;$$

$$L_5 : \prod_{i=1}^{n} y_i .$$

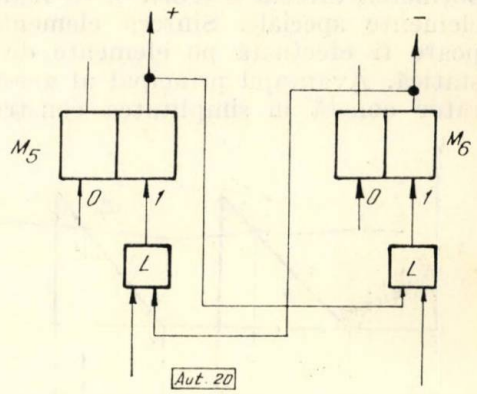


Fig. 8

Intervalul de timp în care memoria M_4 este în stare 1 este prin urmare determinat de impulsurile *a* şi *b*. Impulsul *b* soseşte după golirea numărătorului N_2, care conţine eroarea sub forma unui număr de impulsuri. Acest interval este definit de eroarea ε şi de frecvenţa aleasă f (8).

Prin urmare, mărimea de comandă este durata unor impulsuri de frecvenţă constantă. Pentru determinarea semnului erorii este necesar un element logic care să precizeze care dintre

memoriile M_2 şi M_3 a trecut întîi în starea 1. În acest scop se foloseşte o schemă formată din două memorii şi două elemente logice (fig. 8). Regulatorul numeric proporţional RN-1 a fost construit pe circuite cu comutaţie statică UNILOG tip A, fabricate la noi în ţară. Toate elementele componente ale regulatorului au fost montate într-un sertar tip UNILOG. Încercările de laborator au arătat că schema are o siguranţă înaltă în funcţionare şi în continuare se prevede experimentarea unor bucle numerice de reglare a turaţiei şi a debitului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Krug, E. K. ş. a. *Ţifrovie reguliatori.* Moscova, ed. Energhia, 1966.

[2] Digital sistem for speed control. In: Automation, nr. 9, 1962, p. 62–65.

[3] Fritzsche, W. *Digitale Regelung von Drehzahlverhältnissen.* In: AEG Mitt, nr. 3–4, 1961.

[4] Călin, S., Nitu, C. *Elemente de comparaţie pentru regulatoare numerice.* Comunicare la sesiunea Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", mai 1966.

[5] Simbotin, C., Tanasiciuc, C. *Comutaţia statică în automatică şi telemecanică.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[6] Nitu, C. *O metodă pentru varierea parametrilor de acordare a regulatoarelor numerice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967.

Conf. ing. S. FLOREA şi ing. I. DUMITRACHE

Amplificatoarele fluidice interconectate

1. Introducere

Elementele pneumatice funcţionînd pe principiul interacţiunii aerodinamice a jeturilor de aer, pe efectul Coandă etc., ca urmare a avantajelor tehnice şi economice pe care le au [2], [3], [7], sînt utilizate din ce în ce mai mult în construcţia dispozitivelor de automatizare şi a instalaţiilor de calcul analogic şi numeric.

Folosirea lor în aceste aplicaţii ridică numeroase probleme care trebuie avute în vedere în proiectare şi construcţie. Astfel, elementele ce compun dispozitivele analogice trebuie să aibă caracteristici statice cît mai liniare, factori de amplificare cît mai ridicaţi, conexiuni optime pentru transmiterea semnalelor, constante de timp reduse etc.

Rezolvarea acestor probleme pe cale analitică, cu luarea în considerare a tuturor fenomenelor care intervin în funcţionarea elementelor şi dispozitivelor de calcul, este dificilă deoarece pentru regimul dinamic rezultă ecuaţii neliniare, ecuaţii cu derivate parţiale etc.

În prezenta lucrare ne propunem a prezenta unele probleme privind funcţionarea amplificatoarelor cu fluid interconectate. Interconexiunea dintre elemente apare întotdeauna cînd este necesar a se obţine factori de amplificare ridicaţi, în care scop se conectează mai multe elemente în serie. Această problemă trebuie rezolvată de asemenea şi la realizarea dispozitivelor de calcul numeric.

În studiul regimului dinamic al acestor dispozitive este necesar să se ţină seamă de mai mulţi factori care intervin în amplificarea şi transmiterea semnalelor pneumatice, dintre care menţionăm:

— neliniarităţile ecuaţiilor de scurgere a fluidului prin elemente şi prin canale sau prin conductele de legătură, neliniarităţi cauzate de viscozitate, compresibilitate, densitate etc.

— aspectul caracteristicilor statice şi dinamice determinat de natura scurgerii fluidului;

— fenomenele acustice care apar în circuite în timpul scurgerii fluidelor;

— valorile optime ale parametrilor funcţionali (debit, presiune), care se obţin pentru semnalele de la ieşirea elementelor, respectiv parametrii semnalului de comandă pentru etajul următor;

— parametrii constructivi ai elementelor şi conductelor de legătură între etaje.

2. Stabilirea mărimilor caracteristice ale amplificatorului

Pentru a determina mărimile caracteristice ce intervin în studiul dinamicii elementelor pneumatice se consideră elementul de amplificare din figura 1, a cărui funcţionare se bazează pe interacţiunea jeturilor de aer. Caracteristicile statice *1* corespunzătoare acestui element sînt date în figura 2.

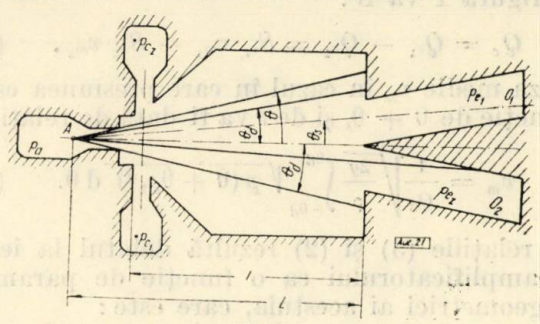


Fig. 1

Pentru abateri mici ale jeturilor de forţă de la poziţia neutră, cînd debitele pe cele două canale de recepţie (O_1 şi O_2, fig. 1) sînt egale, distribuţia presiunii p în jetul de forţă de-a lun-

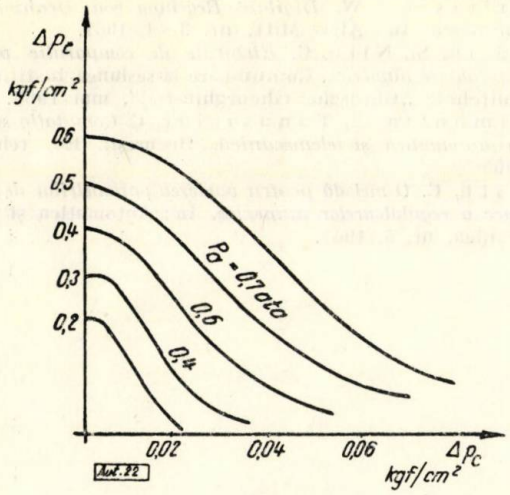


Fig. 2

gul axei jetului [2 — 4], cu notaţiile din figura 1, este dată de relaţia :

$$p = p_m \, e^{-\frac{(\theta - \theta_s)^2}{2\sigma^2}}, \qquad (1)$$

unde :

σ reprezintă o mărime caracteristică jetului;

p_m — presiunea maximă în axa jetului la ieşirea din ajutajul de forţă A.

Cunoscînd distribuţia presiunilor în jetul de forţă şi admiţînd o viteză medie v_m a fluidului în axele jeturilor din cele două canale de recepţie, se poate determina factorul de amplificare în debit K_Q şi factorul de amplificare în presiune K_p pentru elementul considerat.

În acest scop este necesară cunoaşterea parametrilor funcţionali la ieşirea amplificatorului. Astfel debitul la ieşire cu notaţiile din figura 1 va fi :

$$Q_e = Q_{e_1} - Q_{e_2} = S_{e_1} \, v_{m_1} - S_{e_2} \, v_{m_2}. \qquad (2)$$

Viteza medie v_m în cazul în care presiunea este o funcţie de $\theta + \theta_s$ şi de l va fi dată de relaţia :

$$v_m = \frac{1}{Q_d}\sqrt{\frac{2g}{\rho}} \int_{-\theta_d}^{\theta_d} \sqrt{p\,(\theta + \theta_s, l)}\, \mathrm{d}\,\theta. \qquad (3)$$

Din relaţiile (3) şi (2) rezultă debitul la ieşirea amplificatorului ca o funcţie de parametrii geometrici ai acestuia, care este :

$$\theta_e = \frac{1}{\theta_d}\sqrt{\frac{2g}{\rho}} \left[S_{e_1} \int_0^{\theta_d} \sqrt{p\,(\theta + \theta_s, l)}\, \mathrm{d}\,\theta - S_{e_2} \int_{-\theta_d}^{0} \sqrt{p(\theta + \theta_s, l)}\, \mathrm{d}\,\theta \right]. \qquad (4)$$

Dacă se procedează similar pentru obţinerea diferenţei de presiune la ieşirea elementului, ţinînd seamă că distribuţia presiunilor este exponenţială şi că în canalele de recepţie energia cinetică este egală cu energia potenţială de presiune, se obţine :

$$p_e = \frac{\rho}{2g}\frac{1}{\theta_d^2}\left[\left(\int_0^{\theta_d} \sqrt{p\,(\theta + \theta_s, l)}\, \mathrm{d}\,\theta\right)^2 - \left(\int_{-\theta_d}^{0} \sqrt{p\,(\theta + \theta_s, l)}\, \mathrm{d}\,\theta\right)^2\right]. \qquad (5)$$

Pentru variaţii mici ale parametrilor, factorul de amplificare în debit este :

$$K_Q = \frac{\Delta Q_e}{\Delta Q_c} = \frac{\Delta\,(Q_{e1} - Q_{e2})}{\Delta\,(Q_{c1} - Q_{c2})}, \qquad (6)$$

unde Q_{c1}, Q_{c2} sînt debitele de comandă pe cele două canale de comandă.

În această ipoteză factorul de amplificare K_Q poate fi calculat cu suficientă aproximaţie astfel :

$$K_Q = \frac{\mathrm{d}Q_e}{\mathrm{d}Q_c} = \frac{\partial Q_e}{\partial \theta}\cdot\frac{\partial \theta}{\partial Q_c} + \frac{\partial Q_e}{\partial \theta_d}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_d}{\partial Q_c} + \frac{\partial Q_e}{\partial \theta_s}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_s}{\mathrm{d}Q_c} + \frac{\partial Q_e}{\partial l}\cdot\frac{\mathrm{d}l}{\mathrm{d}Q_c}. \qquad (7)$$

Dacă variaţiile debitului sînt neînsemnate, unghiul θ este mic şi rezultă $\mathrm{d}\theta/\mathrm{d}Q_c = 0$. Întrucît mărimile θ_d şi l sînt independente de Q_c, în final se obţine factorul de amplificare în debit ca fiind :

$$K_Q = \frac{\partial Q_e}{\partial \theta_s}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_s}{\mathrm{d}Q_c}. \qquad (8)$$

Factorul de amplificare în presiune în aceleaşi ipoteze este :

$$K_p = \frac{\Delta p_e}{\Delta p_c} = \frac{\partial p_e}{\partial \theta_s}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta_s}{\mathrm{d}p_c}. \qquad (9)$$

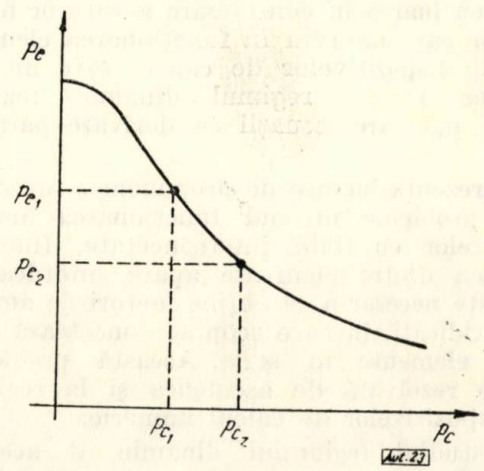


Fig. 3

Factorul total de amplificare în putere pentru elementul considerat este determinat de ampli-

ficarea în debit şi amplificarea în presiune şi rezultă din relaţiile (8) şi (9) astfel:

$$K = K_Q K_P = \left[\frac{\partial Q_e}{\partial \theta_s} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_s}{\mathrm{d}Q_c}\right] \cdot \left[\frac{\partial p_e}{\partial \theta_s} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta_s}{\mathrm{d}p_c}\right]. \quad (10)$$

Dacă se cunoaşte dependenţa unghiului de deviaţie θ_s de presiunea de comandă p_c, respectiv de debitul de comandă Q_c, determinarea factorului total de amplificare a elementului pe cale analitică este relativ simplă.

Factorul total de amplificare se poate determina şi grafic din caracteristicile statice $Q_e = f(Q_c)$, $p_e = f(p_c)$, determinate experimental aşa cum se arată în figura 3.

3. Calculul funcţiei de transfer a amplificatorului

Pentru studiul comportării în regim dinamic a amplificatorului interconectat este necesar să se cunoască caracteristicile dinamice ale fiecărui element component care intervine în circuitul interconectat.

Întrucît aceste elemente au caracteristici statice neliniare, se poate defini o funcţie de transfer a acestora numai pentru abateri mici ale mărimilor în jurul punctului de funcţionare. În aceste condiţii putem defini o funcţie de transfer în presiune:

$$Y(s) = \frac{P_e(s)}{P_c(s)}. \quad (11)$$

Pentru calculul funcţiei de transfer a amplificatorului, pe baza fenomenelor care au loc în timpul funcţionării, se întocmeşte schema-bloc a acestuia (fig. 4), prin care se pun în evidenţă principalele părţi funcţionale de comandă (Y_1), de interacţiune (Y_2) şi de recepţie (Y_3), care definesc comportarea amplificatorului în regim dinamic.

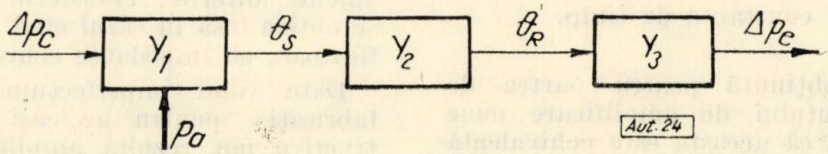


Fig. 4

În acest caz, pentru zona de interacţiune a amplificatorului în ipoteza abaterilor mici ale parametrilor funcţionali, dependenţa dintre debitele şi presiunile din cele două canale de comandă este dată de relaţiile:

$$\Delta p_{c10} = K_1 \Delta Q_{c1} + K_2 \Delta p_{c20};$$
$$\Delta p_{c20} = K_1 \Delta Q_{c2} + K_2 \Delta p_{c10}, \quad (12)$$

unde:

Δp_{c10} şi Δp_{c20} reprezintă presiunea dinamică în duzele de comandă 1 şi 2;

ΔQ_{c1} şi ΔQ_{c2} — debitele de fluid în duzele de comandă 1 şi 2;

K_1 şi K_2 — coeficienţi de proporţionalitate, care au expresiile:

$$K_1 = \left.\frac{\partial p_{c1}}{\partial Q_{c1}}\right|_{p_{c2}=\text{ const.}}; \quad K_2 = \left.\frac{\partial p_{c2}}{\partial Q_{c2}}\right|_{p_{c1}=\text{ const.}}. \quad (13)$$

Coeficienţii K_1 şi K_2 se pot determina şi din caracteristicile debit-presiune ale duzelor de comandă.

În funcţie de modificările debitelor de comandă se poate determina în continuare variaţia unghiului θ_s la ieşirea zonei de interacţiune Y_1:

$$\Delta\theta_s = K_3 (\Delta Q_{c1} - \Delta Q_{c2}). \quad (14)$$

În regim dinamic, în canalele de comandă vor rezulta căderi de presiune suplimentare, proporţionale cu viteza de variaţie a debitelor de comandă în canalele respective, căderi de presiune care sînt puse în evidenţă de relaţiile:

$$\Delta p_{c1} - \Delta p_{c10} = L_c \frac{\mathrm{d}\Delta Q_{c1}}{\mathrm{d}t};$$
$$\Delta p_{c2} - \Delta p_{c20} = L_c \frac{\mathrm{d}\Delta Q_{c2}}{\mathrm{d}t}, \quad (15)$$

unde:

$L_c = \frac{L}{ga}$ şi reprezintă rezistenţa echivalentă a canalului de comandă, analog inductivităţii;

g — acceleraţia gravitaţională;

a — secţiunea canalului.

Din ecuaţiile (14) şi (15), după trecerea în domeniul complex, se obţine:

$$\theta_s = \frac{K_c (\Delta p_{c1} - \Delta p_{c2})}{1 + T_c s}, \quad (16)$$

unde:

$K_c = \frac{K_3}{K_1}(1 + K_2)$ şi reprezintă coeficientul de amplificare al părţii de comandă;

$T_c = (1 + K_2)\frac{L_c}{K_1}$ şi reprezintă constanta de timp a părţii de comandă.

Funcţia de transfer a părţii de comandă în acest caz este:

$$Y_1(s) = \frac{\Delta\theta_s}{\Delta p_{c1} - \Delta p_{c2}} = \frac{K_c}{1 + T_c s}. \quad (17)$$

Funcţia de transfer Y_2, a camerei de amplificare, se determină ţinînd seamă de timpul de transport sau de traversare a camerei de amplificare, de către semnalul de presiune spre canalele de recepţie. Acest timp depinde în primul rînd de dimensiunile geometrice ale amplificatorului şi de parametrii funcţionali, şi este dat de relaţia:

$$t = \frac{l}{v}, \tag{18}$$

unde:

l este lungimea camerei de amplificare;

v — viteza de transmitere a undei de presiune.

Cu această observaţie, funcţia de transfer Y_2 a camerei de amplificare este:

$$Y_2(s) = \frac{\Delta\theta_R}{\Delta\theta_s} = e^{-\tau_t \cdot s}. \tag{19}$$

Pentru aceleaşi ipoteze de funcţionare ale amplificatorului admise la partea de comandă, funcţia de transfer Y_3 se obţine plecînd de la relaţiile:

$$\Delta p_{e1} = K_4 \Delta\theta_R - K_5 \Delta Q_e;$$

$$\Delta p_e - \Delta p_{e1} = -L_e \frac{d\Delta\theta_e}{dt}. \tag{20}$$

Dacă se notează cu $Z_e = \frac{\Delta p_e}{\Delta Q_e}$ impedanţa totală la ieşire, după trecerea în complex se obţine:

$$Y_3(s) = \frac{\Delta p_e}{\Delta\theta_R} = \frac{K_r}{1 + T_r \cdot s}, \tag{21}$$

în care:

$K_r = \frac{K_4 Z_e}{Z_e + K_5}$ — factorul de amplificare;

$T_r = \frac{L_e}{Z_e + K_5}$ — constanta de timp.

Funcţia (21) obţinută pentru partea de recepţie a elementului de amplificare pune în evidenţă faptul că aceasta este echivalentă unui element de tip RC, ceea ce corespunde ipotezelor făcute şi comportării elementului în timpul funcţionării.

Din relaţiile (17), (19) şi (21), avînd în vedere schema-bloc a amplificatorului (fig. 4), se obţine funcţia de transfer a elementului din figura 1, care este:

$$Y(s) = \frac{\Delta p_e}{\Delta p_c} = \frac{K_a \cdot e^{-\tau_t \cdot s}}{(1 + T_c s) \cdot (1 + T_r s)}, \tag{22}$$

unde $K_a = K_c \cdot K_r$ — factorul de amplificare.

Relaţia (22) şi cele anterioare pun în evidenţă dependenţa parametrilor funcţionali de parametrii constructivi, precum şi modul cum pot fi modificaţi parametrii geometrici ai amplificatorului pentru micşorarea constantelor de timp ale acestuia.

4. Interconexiunea amplificatoarelor

În continuare se prezintă funcţionarea a două amplificatoare legate în serie folosind interconexiunea închisă, respectiv interconexiunea la care semnalul de la ieşirea unui amplificator este folosit integral pentru comanda elementului următor (fig. 5).

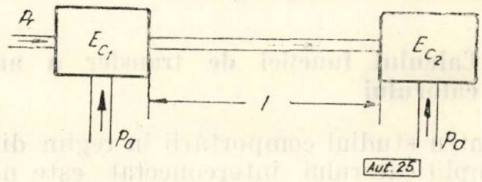


Fig. 5

Interconexiunea închisă a mai multor amplificatoare permite obţinerea unor dispozitive pneumatice cu factori de amplificare ridicaţi, dacă dimensiunile constructive ale elementelor de bază sînt stabilite corespunzător.

Etajele amplificatoare pot fi cuplate direct, fără alte măsuri de precauţie, dacă impedanţele echivalente de la intrarea şi ieşirea amplificatoarelor care se cuplează au valori apropiate, obţinîndu-se o funcţionare corespunzătoare pentru ansamblu.

În cazul în care impedanţele echivalente de la intrarea şi de la ieşirea amplificatoarelor care se cuplează închis au valori sensibil diferite, funcţionarea ansamblului este necorespunzătoare şi se impune cuplarea acestora prin intermediul unor relee de impedanţă dată. Aceste relee au rolul de a realiza un acord corespunzător între cele două impedanţe echivalente diferite. Transferul maxim de putere se obţine însă în cazul cînd se cuplează amplificatoare cu impedanţe echivalente egale.

Date fiind imperfecţiunile tehnologiei de fabricaţie, pentru aceleaşi dimensiuni constructive pot rezulta amplificatoare cu impedanţe diferite, motiv pentru care, înainte de cuplarea acestor elemente, este necesară o sortare a lor.

La cuplarea a două sau a mai multor etaje amplificatoare trebuie avute în vedere următoarele probleme:

— stabilitatea statică a amplificatoarelor;

— fenomenele acustice care apar ca urmare a neconcordanţei impedanţelor de intrare şi ieşire;

— disiparea energiei, cauzată de turbulenţa care apare în cazul neconcordanţei impedanţelor menţionate;

— efectuarea unei conectări sigure şi asigurarea unei bune etanşări etc.

Dacă se iau în considerare toate aceste elemente pentru realizarea unor dispozitive de automatizare analogice sau cifrice, calculul acestor dispozitive este dificil. Din această cauză analiza interconexiunii a două elemente se face plecînd de la caracteristicile debit-presiune determinate experimental. Cunoaşterea acestor caracteristici permite să se evalueze şi impedanţele de intrare şi ieşire ale amplificatorului.

Pentru a studia influenţa impedanţelor intrare-ieşire asupra interconectării elementelor fluidice considerăm caracteristica debit-presiune dată în figura 6, determinată experimental. În funcţie de caracteristica sarcinii respective, în funcţie de punctul de intersecţie, se poate obţine o funcţionare a elementelor interconectate stabilă sau instabilă. Din figurile 6 şi 7, unde se reprezintă caracteristicile unui element (sursă) şi ale liniei de transmisie,

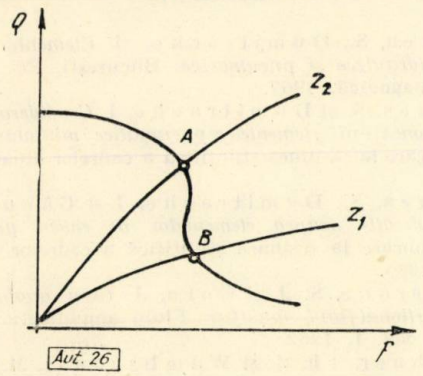


Fig. 6

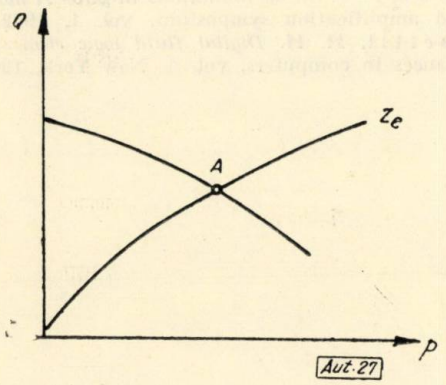


Fig. 7

se pot determina valorile optime ale parametrilor funcţionali ai elementelor interconectate pentru a obţine o funcţionare stabilă (punctul A, fig. 6 şi fig. 7).

La interconectarea a două elemente de amplificare printr-o linie de dimensiuni date, după cum se vede în figurile 6 şi 7, pot apărea oscilaţii întreţinute şi acestea dau naştere unor fenomene acustice (zgomot). Aceste fenomene se suprapun peste semnalul util şi, în final, conduc la limitări inerente în funcţionare, accentuînd caracterul neliniar al caracteristicilor amplificatoarelor.

Neconcordanţa impedanţelor de la capetele liniei de conexiune duce la apariţia unor vîrtejuri întîmplătoare, care provoacă o turbulenţă accentuată, ce are ca urmare o disipare importantă a energiei semnalului util.

Pentru transmiterea integrală a debitului de fluid de la elementul *1* la elementul *2* (fig. 5), avînd în vedere că impedanţa echivalentă este definită de raportul $Z = \frac{P}{Q}$, va trebui ca raportul impedanţelor de la capetele liniei de conexiune (Z_i şi Z_e) să fie egal cu raportul presiunilor de la capetele respective:

$$\frac{Z_e}{Z_i} = \frac{p_e}{p_i}. \tag{23}$$

Pentru calculul semnalului de presiune la ieşirea liniei de legătură, respectiv la intrarea elementului 2, este necesar să se determine întîi impedanţa liniei de transmisie. Calculul impedanţei se face considerînd, pentru frecvenţe joase, linia ca un element cu parametri concentraţi. Întrucît volumul de gaz din conductă este echivalent unei capacităţi, iar mişcarea gazului în conductă, în cazul unei impedanţe date la ieşire, este echivalentă unei inductanţe, pe baza analogiei electropneumatice se poate stabili schema electrică ca în figura 8.

Mărimile L_l, C_l sînt date de relaţiile:

$$L_l = \frac{L}{S \cdot g}; \quad C_l = \frac{SL}{\gamma RT}, \tag{24}$$

unde S şi L sînt secţiunea, respectiv lungimea liniei.

Cu relaţiile (24) se determină parametrii constructivi pentru linia de legătură între

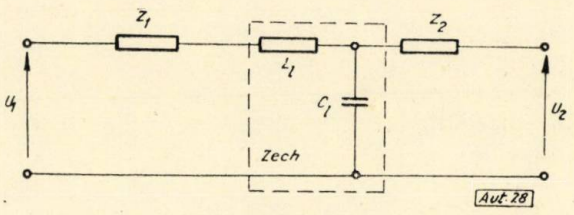


Fig. 8

elemente, astfel încît să se obţină pentru aceasta o impedanţă optimă, impusă de impedanţele de la ieşirea şi de la intrarea celor două amplificatoare.

Se observă din aceste două relaţii că, prin modificarea secţiunii conductei, se modifică capacitatea liniei şi, în consecinţă, efectele ondulatorii pot fi atenuate sau amplificate. Pentru o sec-

ţiune dată a liniei de legătură, efectele inductive sînt determinate de lungimea liniei.

În cazul în care scurgerea fluidului este laminară se pot realiza circuite electrice analogice (fig. 8) liniare, iar în cazul scurgerii turbulente în care nu mai există dependenţă liniară între debit şi presiune, circuite electrice neliniare.

Dacă ne referim la schema electrică echivalentă (fig. 8) a liniei de transmisie între două amplificatoare, în ipotezele simplificatoare admise se poate stabili funcţia de transfer a acesteia:

$$Y_e(s) = \frac{P_e(s)}{P_i(s)} = \frac{e^{-\tau_l \cdot s}}{T^2 s^2 + 1}, \qquad (25)$$

unde:

$$T^2 = L_l C_l = \frac{L^2}{gRT}; \quad \tau_l = \frac{L}{a}.$$

Micşorarea constantei de timp a transmisiei, cum era şi de aşteptat, se realizează prin micşorarea lungimii liniei de legătură.

În aceste condiţii, funcţia de transfer a circuitului format din două elemente de amplificare conectate în serie printr-o linie de legătură, ţinînd seamă de relaţiile (22) şi (25), este:

$$Y(s = \frac{K\, e^{-\tau s}}{\prod_1^2 [(T_{ci}\, s + 1)(T_{ri}\, s + 1)]\, T^2 s^2 + 1}, \qquad (26)$$

în care $\tau = \tau_{l1} + \tau_{l2} + \tau_l$ şi reprezintă timpul mort al ansamblului, determinat de dimensiunile constructive ale amplificatoarelor şi liniei.

La interconexiunea elementelor de calcul pneumatic cu acţiune discontinuă, pe lîngă rezolvarea problemelor arătate mai înainte, trebuie să se realizeze astfel de interconexiuni încît să se asigure:

— viteza de comutare ridicată;

— parametrii funcţionali ai semnalului de comutare identici;

— eliminarea totală a fenomenului de histerezis.

Pentru frecvenţe de lucru pînă la 200 Hz, valorile optime ale semnalului de comandă pot fi deduse din caracteristicile statice presiune-debit.

Pentru frecvenţe de lucru mai mari decît 200 Hz, calculul parametrilor funcţionali — datorită vitezelor mari de comutaţie care se cer — trebuie făcut cu mai multă exigenţă, prin metode analitice şi experimentale.

Alegerea şi calculul corespunzător al impedanţelor de intrare-ieşire şi al liniei de interconexiune, cu luarea în considerare a tuturor fenomenelor care intervin în transmisia semnalelor, asigură o funcţionare cu performanţe ridicate a dispozitivelor pneumatice de calcul analogic şi numeric.

BIBLIOGRAFIE

[1] Florea, S., Dumitrache, I. *Elemente de execuţie hidraulice şi pneumatice.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Florea, S. şi Dumitrache, I. *Consideraţii asupra interconexiunii elementelor pneumatice miniaturizate.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a cadrelor didactice, mai 1966.

[3] Florea, S., Dumitrache, I. şi Găburici, V. *Consideraţii asupra elementelor de calcul pneumatice.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a cadrelor didactice, mai 1965.

[4] Peperone, S. J. şi Goto, J. *Gain analysis of the proportional fluid amplifier.* Fluid amplification symposium, vol. 1, 1962.

[5] Lechner, Th. J. şi Wambsganss, M. W. *Proportional power stages for impedance matching pure fluid devices.* Fluid amplification symposium, vol. 1, 1962.

[6] Brown, F. T. *On the limitations in fluid-jet modulators.* Fluid amplification symposium, vol. 1, 1962.

[7] Glaettli, H. H. *Digital fluid logic elements.* Din: Advances in computers, vol. 4. New York, 1964.

Ing F. M. G. TOMESCU

Filtru adaptat pentru semnal gaussian

În ultimul timp, în cadrul problemelor de prelucrare a informației, s-a acordat o atenție deosebită metodelor de extragere a semnalelor de sub nivelul zgomotului. Probleme de acest fel apar în legătură cu comunicațiile la mare distanță prin semnale modulate în impulsuri, în legătură cu semnalele de radar etc. În toate aceste împrejurări necesitatea obținerii unei amplificări mari a semnalelor și a unei lărgimi de bandă suficiente face ca amplificatoarele, discriminatoarele și celelalte etaje de prelucrare a semnalelor să introducă un zgomot atît de important încît recunoașterea semnalului este compromisă.

În problemele de descoperire a unui semnal util de sub nivelul zgomotului un rol esențial îl au filtrele adaptate la semnalul util respectiv.

1. Filtrul adaptat

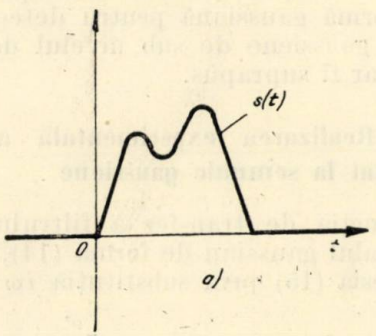
Prin definiție [1], [2] filtrul adaptat la o anumită formă de semnal $s(t)$, sau, pe scurt, filtrul adaptat, este filtrul care are ca funcție de pondere (răspunsul la impulsia unitate) chiar imaginea semnalului dat (fig. 1):

$$h(t) = k\ s\,(t_0 - t), \tag{1}$$

unde k și t sînt constante asupra cărora se va reveni.

Funcția de transfer a acestui filtru este dată de transformata Fourier a funcției de pondere a filtrului și are forma:

$$H(i\,\omega) = \int_{-8}^{+\infty} k\,s\,(t_0 - t)\,e^{-i\omega t}\,dt = \\ = k\,S\,(-i\,\omega)\,e^{-i\omega t_0}, \tag{2}$$



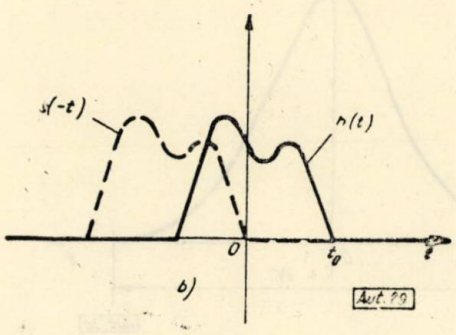


Fig. 1

unde:

$$S(i\,\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s\,(t)\,e^{-i\omega t}\,dt \tag{3}$$

este densitatea spectrală (transformata Fourier) a semnalului $s(t)$.

Un caz interesant este acela al unui filtru adaptat la un semnal cu simetrie pară:

$$s\,(t) = s\,(-t), \tag{4}$$

pentru care:

$$h\,(t) = k\ s\,(t - t_0). \tag{5}$$

Răspunsul filtrului adaptat la semnalul simetric $s(t)$, adică la semnalul simetric pentru a cărui formă este adaptat, este:

$$u\,(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s\,(\tau)\,h\,(t - \tau)\,d\tau. \tag{6}$$

Ținînd seamă de relația (5), se obține:

$$u\,(t) = k \int_{-\infty}^{+\infty} s\,(\tau)\ s\,(t - t_0 - \tau)\,d\tau = \\ = k \int_{-\infty}^{+\infty} s\,(\tau + t_0 - t)\,s\,(\tau)\,d\tau = k\,R\,(t - t_0), \tag{7}$$

unde:

$$R\,(t - t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s\,(\tau)\,s\,(\tau - (t - t_0))\,d\tau \tag{8}$$

este funcția de autocorelație a semnalului $s(t)$.

Dacă la intrarea filtrului adaptat la semnalul $s(t)$ se aplică un semnal oarecare $f(t)$, răspunsul lui este:

$$u\,(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f\,(\tau)\ h(t - \tau)\,d\tau = \\ = k \int_{-\infty}^{+\infty} f\,(\tau)\,s(\tau + t_0 - t)\,d\tau = k\,R_{fs}\,(t_0 - t), \tag{9}$$

unde:

$$R_{fs}\,(t - t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} f\,(\tau)\,s\,(\tau + t_0 - t)\,d\tau \tag{10}$$

este funcția de corelație (mutuală) între semnalul $f(t)$ și semnalul $s(t)$.

Folosind expresiile densităţii spectrale (transformata Fourier) a semnalului (3) şi a funcţiei de transfer a filtrului (2), răspunsul filtrului adaptat la semnalul $s(t)$ se poate scrie sub forma:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S(i\omega)\, H(i\omega)\, e^{i\omega t}\, d\omega, \quad (11)$$

sau, după (2):

$$u(t) = \frac{k}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S(i\omega)\, S(-i\omega)\, e^{i\omega(t-t_0)}\, d\omega. \quad (12)$$

Trebuie remarcat că filtrul adaptat este realizabil dacă funcţia lui de pondere $h(t) = ks(t_0 - t)$ este nulă pentru $t<0$, adică:

$$h(t) = 0 \quad (t < 0), \quad (13)$$

ceea ce are loc dacă:

$$s(t) = 0 \quad (t > t_0). \quad (13')$$

Constanta k nu are nici o influenţă semnificativă; ea implică un coeficient de amplificare şi, eventual, o inversare.

2. Filtrul adaptat la semnal gaussian

Filtrul adaptat la semnalul gaussian (fig. 2):

$$f(t) = e^{-t^2} \quad (14)$$

are funcţia de transfer:

$$\begin{cases} |H(i\omega)| = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-t^2} e^{-i\omega t}\, dt = \sqrt{\pi}\, e^{-\frac{\omega^2}{4}} \\ \varphi(i\omega) = 0 \end{cases} \quad (15)$$

Spectrul semnalului de răspuns al filtrului adaptat la semnalul gaussian, cînd la intrare se aplică semnalul gaussian $f(t)$ la care este adaptat filtrul, este:

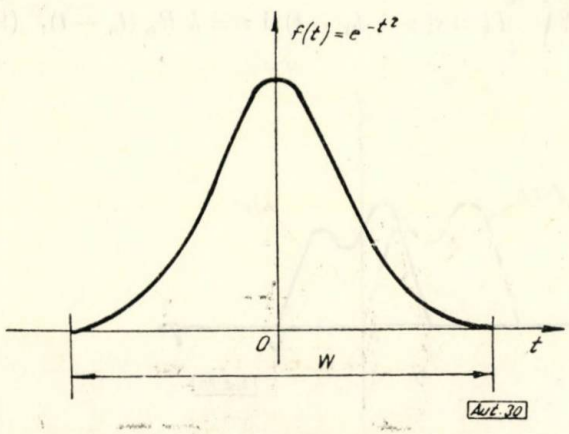


Fig. 2

$$|U(i\omega)| = |F(i\omega)|\,|H(i\omega)| = \sqrt{\pi}\, e^{-\frac{\omega^2}{4}}\, \sqrt{\pi}\, e^{-\frac{\omega^2}{4}} = e^{-\frac{\omega^2}{2}}, \quad (16)$$

de unde, efectuînd transformarea Fourier inversă, de formă (10), se obţine răspunsul filtrului:

$$u(t) = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\, e^{-(t/\sqrt{2})^2}. \quad (17)$$

La acelaşi rezultat se putea ajunge folosind funcţia de pondere a acestui filtru.

Comparînd (14) cu (17), se observă că dacă filtrului adaptat cu funcţia de transfer (15) i se aplică semnalul gaussian (14), la ieşirea filtrului se obţine tot un semnal gaussian (17), de $\sqrt{2}$ ori mai larg. Prin urmare, forma semnalului de intrare este reprodusă la ieşire.

Concluzia aceasta se poate obţine şi urmărind un raţionament analog, bazat pe folosirea funcţiei de corelaţie (relaţiile (7) şi (9) de mai sus), dacă se ţine seamă că funcţia de autocorelaţie a semnalului gaussian este tot gaussiană.

Dacă filtrului adaptat la semnalul gaussian (14) i se aplică un semnal gaussian $f(t)$ suprapus peste un semnal de zgomot alb $z(t)$:

$$s(t) = f(t) + z(t), \quad (18)$$

atunci, ţinînd seamă de faptul că densitatea spectrală a zgomotului alb este:

$$Z(i\omega) = N_0, \quad (19$$

se obţine, după relaţiile (10) şi (15), spectrul semnalului de răspuns:

$$|U(i\omega)| = |S(i\omega)|\,|H(i\omega)| = |F(i\omega)|\,|H(i\omega)| + |Z(i\omega)|\,|H(i\omega)| = e^{-\frac{\omega^2}{2}} + N_0 \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4}}, \quad (20)$$

de unde efectuînd transformarea Fourier inversă, se obţine semnalul de răspuns tot sub formă gaussiană.

Consideraţiile expuse mai sus duc la concluzia că se pot folosi filtrele adaptate la semnale de formă gaussiană pentru detectarea semnalelor gaussiene de sub nivelul de zgomot alb care ar fi suprapus.

3. Realizarea experimentală a unui filtru adaptat la semnale gaussiene

Funcţia de transfer a filtrului adaptat la semnalul gaussian de forma (14), obţinută din expresia (15) prin substituţia $i\omega \to p$:

$$H(p) = e^{-\frac{p^2}{4}}, \quad (21)$$

este transcendentă, dar poate fi aproximată printr-o fracţiune raţională în p.

Se preferă aproximarea funcţiei pătratului spectrului de amplitudine:

$$H(i\omega) = e^{-\frac{\omega^2}{2}}, \quad (22)$$

în care s-a substituit $i\omega \to p$, adică se aproximează, de fapt, funcţia :

$$H(p)\,H(-p) = e^{-\frac{p^2}{2}} \qquad (23)$$

printr-o fracţie raţională în p, cu ajutorul unei tabele Padé de aproximaţie [3].

Funcţia de transfer obţinută are expresia :

$$H(p)\frac{21{,}9p^2 + 30{,}38p + 283{,}97}{p^5 + 13{,}966\,p^4 + 82{,}525p^3 + 256{,}54p^2 + 414{,}73p + 283{,}97}. \qquad (24)$$

Pentru o lărgime $W = 20 \cdot 10^{-6}$ s a impulsului de formă gaussiană şi pentru o rezistenţă

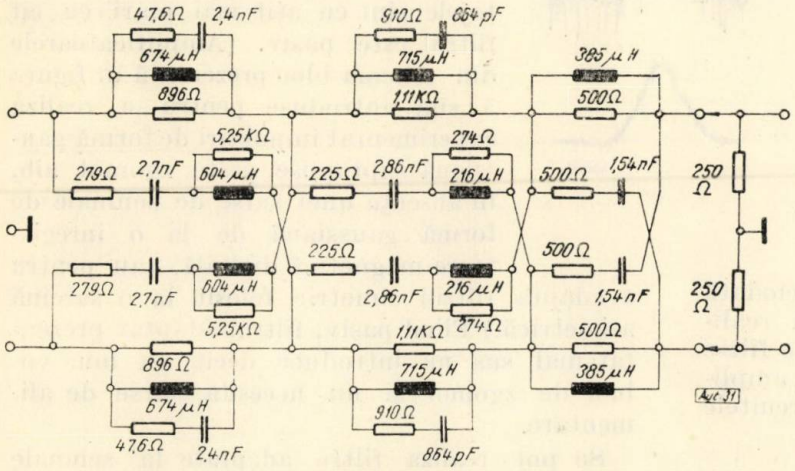


Fig. 3

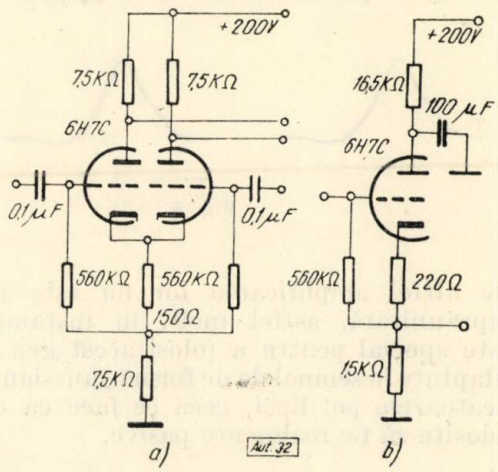


Fig. 4

de sarcină (caracteristică) a filtrului $R = 500\,\Omega$ se sintetizează o reţea simetrică, a cărei schemă este dată în figura 3. Această reţea a fost realizată cu elemente selecţionate cu toleranţe de 1%, astfel încît să se realizeze o echilibrare cît mai precisă.

Pentru impulsuri de aceeaşi formă, dar cu lărgimea W de alte valori, şi pentru rezistenţe de sarcină R de alte valori se pot construi filtre cu aceeaşi structură, în care rezistenţele omologe vor fi proporţionale cu W^0R^1; capacităţile omologe vor fi proporţionale cu W^1R^{-1}, iar inductanţele omologe vor fi proporţionale cu W^1R^1.

S-a mai realizat, de asemenea, un ansamblu de circuite inversoare şi amplificatoare diferenţiale de tipul celor prezentate în figura 4, *a*, împreună cu un repetor catodic de ieşire, care are schema din figura 4, *b*.

Pentru a obţine un semnal de formă gaussiană s-a folosit un alt filtru simetric identic cu cel prezentat mai sus. Într-adevăr acest filtru fiind adaptat unui semnal de formă gaussiană, conform definiţiei date mai sus, răspunsul lui la o impulsie unitate aplicată la intrare este funcţia de pondere, adică un semnal de formă gaussiană. Impulsia unitate era simulată de un şir de impulsuri dreptunghiulare periodice, de durata 1,5 μs, frecvenţă de 15 kHz şi amplitudine 4 V, aplicat simetric la intrarea filtrului adaptat.

Schema-bloc a instalaţiei folosite este prezentată în figura 5.

Filtrul adaptat FA1 furnizează la ieşirea sa un semnal de formă gaussiană, atunci cînd la intrarea lui se aplică, simetric, impulsuri dreptunghiulare de .la generatorul de impulsuri *GI*. Generatorul de zgomot *GZ* furnizează la ieşirea sa un semnal de zgomot de spectru cu amplitudine practic constantă într-o bandă de 0,5 MHz, care simulează un semnal de zgomot alb. În amplificatorul AD1 se realizează mixarea (suprapunerea) semnalului de formă gaussiană cu semnalul de zgomot alb, nivelul semnalelor de la intrarea sa putînd fi reglat independent.

Acest semnal compus este aplicat filtrului adaptat FA2, la ieşirea căruia, prin amplificatorul AD2 repetorul catodic *RC*, se obţine, refăcut cu o foarte bună precizie, semnalul de formă gaussiană pentru care sînt proiectate filtrele adaptate, zgomotul fiind înlăturat.

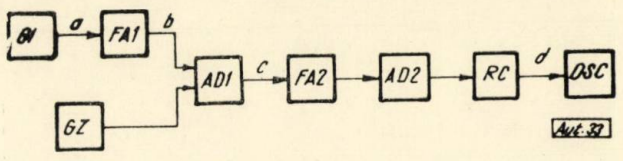


Fig. 5

Pentru ilustrarea rezultatelor obţinute, în figura 6 se prezintă trei grupe de semnale semnificative. Literele mici se referă la punctele notate analog în schema-bloc din figura 5.

Dacă filtrul FA2 este urmat de încă un filtru adaptat la aceeaşi formă de semnal, forma de semnal obţinută este încă mai curată, adică zgomotul este îndepărtat mai mult.

Trebuie remarcat faptul că amplificatoarele folosite nu servesc decît la formarea unor semnale simetrice faţă de masă sau la obţinerea, din astfel de semnale, a unor semnale aplicabile circuitelor cu un punct la masă.

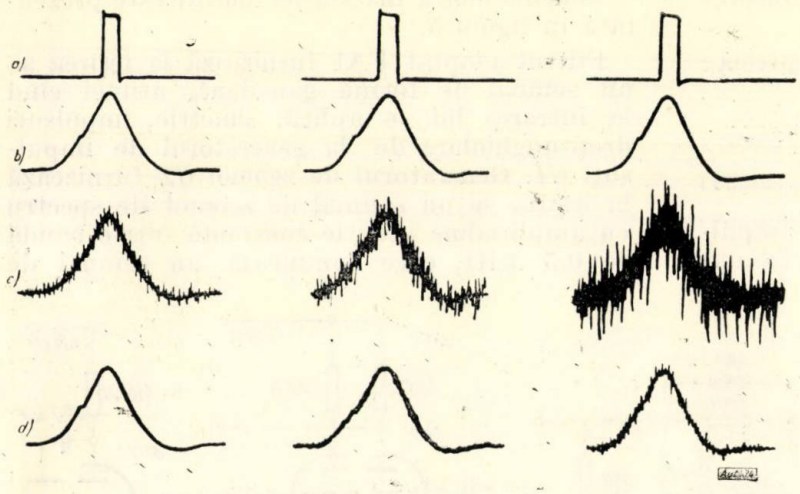


Fig. 6

De altfel amplificarea lor nu este niciodată supraunitară, astfel încît, în instalaţii realizate special pentru a folosi acest gen de filtre adaptate la semnalele de formă gaussiană, amplificatoarele pot lipsi, ceea ce face ca circuitele folosite să fie realmente pasive.

4. Concluzii

Rezultatele obţinute arată că un filtru adaptat la un semnal de formă gaussiană poate fi folosit cu succes la extragerea unui semnal gaussian pur sau aproape pur, dintr-un semnal afectat de zgomot.

În sistemele de înregistrare magnetică digitală folosite în calculatoarele electronice digitale, în care impulsurile de citire, pentru impulsuri de înregistrare dreptunghiulare, au o formă foarte apropiată de aceea a unor impulsuri gaussiene, folosirea unui filtru adaptat la impulsurile de formă gaussiană este deosebit de eficientă. Într-adevăr la creşterea densităţii impulsurilor înregistrate, capului de citire i se impune o rezoluţie mai bună, deci o bandă mai largă. Această cerinţă însă duce implicit şi la pătrunderea în circuitele următoare a unui important nivel de zgomot suprapus peste semnalul util (impulsurile de formă gaussiană).

Folosirea unui filtru adaptat la impulsuri de formă gaussiană de structura celui prezentat mai sus prezintă avantaje evidente. Avantajele sînt cu atît mai mari cu cît filtrul este pasiv. (Amplificatoarele din schema-bloc prezentată în figura 5 sînt introduse pentru a realiza experimental impulsuri de formă gaussiană suprapuse peste zgomot alb, în absenţa unei surse de semnale de formă gaussiană de la o înregistrare magnetică digitală, sau pentru a adapta filtrul simetric folosit la o sarcină asimetrică.) Fiind pasiv, filtrul adaptat prezentat mai sus nu introduce decît un mic volum de zgomot şi nu necesită surse de alimentare.

Se pot realiza filtre adaptate la semnale de alte forme, care să fie la fel de eficiente în operaţia de extragere a semnalului util de sub nivelul zgomotului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Spătaru, Al. *Teoria transmisiunii informaţiei*, vol. 1. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[2] Turin, G. I. In: IRE trans. on information theory, vol. I. T.–6, iun 1960, p. 311–329.

[3] Sierra, H. M. In: IEEE trans. on electronic computers, vol. E. C.–14, april 1965, p. 204–209.

Ing. I. PONNER

Contactoare statice cu tiristoare pentru circuite de curent continuu

Pentru avantajele lor deosebite, tiristoarele — numite şi diode comandate — cîştigă teren din ce în ce mai mult în ultima vreme în aplicaţiile în care intervin puteri mari sau unde se cere o siguranţă de funcţionare ridicată. Din cauza căderii de tensiune foarte mici la bornele lor în stare de conducţie(1—2 V), randamentul instalaţiilor realizate cu ele este net superior faţă de randamentele care se pot obţine în cazul elementelor de comutaţie statică utilizate pînă în prezent (tiratroane, ignitroane, excitroane).

În momentul de faţă, tiristoarele se fabrică pentru tensiuni care depăşesc 1 000 V şi curenţi de 500 A [1].

În stare de blocare, curentul lor rezidual fiind extrem de redus — de ordinul miliamperilor pentru un tiristor de curent mediu de 100 A — ele se apropie foarte mult de un contactor ideal.

Tiristoarele fiind realizate pe bază de siliciu, domeniul lor de temperatură de lucru este foarte extins, de la — 40 °C pînă la + 115 °C. Ca toate dispozitivele realizate pe bază de semiconductoare, caracteristicile lor sînt afectate de temperatură. Pentru a evita efectele nefavorabile ale temperaturii asupra preciziei comenzii lor, precum şi pentru a reduce la minimum pierderile care apar în timpul comutării directe, comanda lor trebuie efectuată cu impulsuri.

Prin aplicarea unui impuls pozitiv pe electrodul lor de comandă — numit poartă —, teusiunea anod-catod fiind pozitivă şi mai mare decît o valoare minimă de 1—2 V, ele trec din starea de blocare în starea de conducţie şi rămîn în această stare pe un timp nedefinit, cu condiţia ca curentul anodic să nu scadă sub valoarea curentului de menţinere. Exceptînd cîteva tipuri de tiristoare speciale [2], de curent moderat (circa 2 A), după ce tiristorul a intrat în conducţie poarta îşi pierde rolul de comandă, iar reducerea tiristorului în starea de blocare nu se mai poate efectua printr-un semnal aplicat pe poartă.

Sînt o serie de utilizări ale tiristoarelor în circuite de curent continuu unde se pune problema readucerii tiristorului din starea de conducţie în starea de blocare. Asemenea probleme apar în cazul contactoarelor statice, la întreruptoarele automate statice ultrarapide, la invertoarele de curent continuu, la distribuitoarele de putere, la chopperele de curent continuu etc.

Pentru realizarea revenirii tiristoarelor este necesar ca curentul prin tiristor să fie redus sub valoarea curentului de menţinere, iar pe tiristor să se aplice, pe un interval de timp suficient de lung, o tensiune de polaritate negativă.

Faţă de simpla anulare a tensiunii la bornele tiristorului, aplicarea unei tensiuni negative de circa 50—100 V prezintă avantajul reducerii timpului de revenire cu aproximativ de două ori, ceea ce poate fi important în cazul invertoarelor sau al chopperelor de curent continuu, care lucrează la frecvenţe ridicate.

În cazul tiristoarelor utilizate în circuitele de curent alternativ, datorită schimbării polarităţii curentului alternativ, blocarea are loc în mod automat, cu singura condiţie ca durata în care polarizarea tiristorului este negativă să fie mai mare decît timpul de revenire al tiristorului folosit. Această condiţie, pentru redresoarele alimentate de la reţea, este asigurată întotdeauna.

Pentru tiristoarele utilizate în circuitele de curent continuu blocarea se poate realiza cel mai simplu conectînd un contact în serie sau în paralel cu tiristorul (fig. 1). În cazul ilustrat în figura 1,*a*, pentru revenirea tiristorului trebuie deschis contactul K, ceea ce determină anularea curentului din circuit.

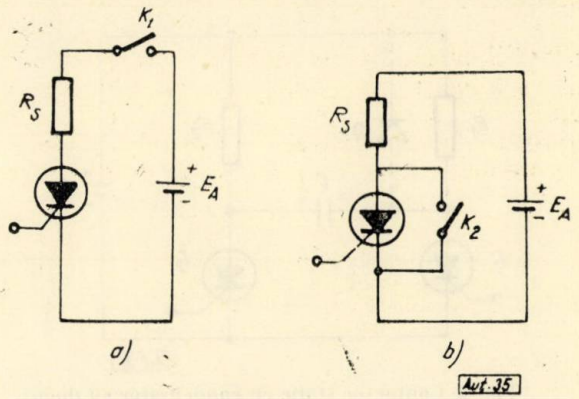


Fig. 1. Metode simple pentru realizarea revenirii tiristoarelor.

În cazul ilustrat în figura 1,*b*, prin închiderea contactului K_2, curentul care înainte trecea prin tiristor este acum derivat pe această cale, deci are loc de asemenea anularea curentului prin tiristor.

Evident, cele două contacte trebuie să suporte curentul şi tensiunea din circuit.

În circuitele în care nu sînt curenţi prea intenşi, în locul contactului K_2 se poate utiliza un transistor cu o tensiune de saturaţie mică, care în momentul în care primeşte un semnal pozitiv pe baza lui se deschide şi preia curentul din circuitul principal.

Modurile de revenire a tiristorului ilustrate în figura 1 prezintă interes în cazul circuitelor anunciatoare, de alarmă, de protecţie, a căror repunere în lucru se face manual.

În cele de mai jos ne vom ocupa de cîteva circute componente ale contactoarelor de curent continuu cu tiristoare.

1. Contactoare statice cu condensator

În figura 2 este reprezentat un contactor static cu tiristoare cu condensator [3], [4], [5]. Pentru realizarea revenirii tiristorului principal T_1 se utilizează un condensator C şi un al doilea tiristor auxiliar T_2, de putere mult mai mică.

Aplicînd un impuls de comandă pozitiv pe poarta tiristorului principal, acesta intră în conducţie şi tensiunea sursei de alimentare se aplică rezistenţei de sarcină R_1.

Tiristorul T_2 fiind blocat, condensatorul C, în serie cu rezistenţa R_2, apare în paralel pe rezistenţa de sarcină şi se încarcă cu o tensiune apropiată de E_A, cu polaritatea indicată în figură.

Dacă în această situaţie pe poarta tiristorului T_2 se aplică un impuls de comandă, acesta intră în conducţie, conectînd la masă armătura din dreapta a condensatorului C. În consecinţă, condensatorul apare conectat în paralel pe tiristorul principal, tensiunea lui polarizînd în sens invers acest tiristor, care

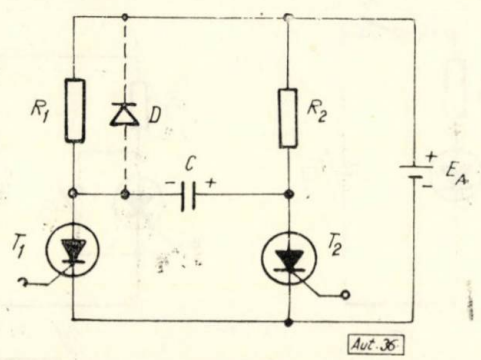


Fig. 2. Contactor static cu condensator cu două tiristoare.

va ieşi din conducţie. În această situaţie, condensatorul C se încarcă de la sursa E_A prin rezistenţa R_1 şi tiristorul T_2, cu o polaritate inversă decît cea indicată în figura 2, tensiunea finală fiind şi de această dată foarte apropiată de tensiunea sursei de alimentare.

La o nouă comandă a tiristorului T_1, acesta intră din nou în conducţie; condensatorul C apare legat în paralel pe tiristorul T_2, polarizîndu-l în sens invers şi determinînd revenirea lui. Astfel starea montajului va fi aceeaşi cu cea considerată în figura 2.

După cum se observă, acest contactor static de fapt realizează o funcţie corespunzătoare unui circuit basculant bistabil avînd două stări de echilibru. Puterile care se pot comanda sînt însă mult mai mari decît cele corespunzătoare circuitelor bistabile realizate cu elemente clasice (tuburi cu vid, transistoare, ferite etc.). De aceea acest circuit, precum şi cel prezentat la punctul 2, poate fi utilizat ca un distribuitor de putere între două sarcini care trebuie să funcţioneze în mod consecutiv.

Pentru a asigura blocarea tiristoarelor este necesar ca valoarea condensatorului C să fie suficient de mare, pentru ca procesul de încărcare a condensatorului să aibă o durată suficient de lungă, asigurînd polarizarea inversă a tiristorului care se blochează, pe un interval de timp cel puţin egal cu timpul de revenire, indicat în catalog, al tiristorului considerat.

Pentru calculul valorii condensatorului admitem următoarele ipoteze simplificatoare:

— considerăm că tiristoarele din montaj sînt ideale, avînd în stare de conducţie o rezistenţă nulă, iar în stare de blocare o rezistenţă infinită;

— considerăm că curentul de recombinare invers al tiristoarelor este nul;

— comanda tiristoarelor se face după terminarea proceselor tranzitorii care au avut loc în montaj la o comandă anterioară.

1. 1. Cazul sarcinilor rezistive

Dacă tiristorul T_2 este comandat la timpul $t = 0$, corespunzător descărcării şi reîncărcării condensatorului C prin rezistenţa R_1, pentru circuit avem ecuaţia:

$$\frac{1}{C}\int_0^t i\,\mathrm{d}t + R_1 i = E_A, \tag{1}$$

respectiv:

$$\frac{i}{C} + R_1\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = 0, \tag{2}$$

care are soluţia:

$$i = A\varepsilon^{-\frac{t}{R_1 C}}. \tag{3}$$

Pentru $t = 0$, $i = \dfrac{2E_A}{R_1}$ şi:

$$i = \frac{2E_A}{R_1}\varepsilon^{-\frac{t}{R_1 C}}, \tag{4}$$

iar pentru tensiunea condensatorului rezultă:

$$u_C = -E_A + \frac{1}{C}\int_0^t \frac{2E_A}{R_1}\varepsilon^{-\frac{t}{R_1 C}}\mathrm{d}t = E_A(1-2\varepsilon^{-\frac{t}{R_1 C}}), \tag{5}$$

Momentul trecerii prin zero a tensiunii condensatorului determină intervalul t_0 în care tiristorul T_1 este polarizat negativ:

$$E_A\left(1 - 2\,\varepsilon^{-\frac{t_0}{R_1 C}}\right) = 0, \tag{6}$$

de unde:

$$t_0 = 0{,}69\,R_1\,C. \tag{7}$$

Deoarece:

$$R_1 \cong \frac{E_A}{I}, \tag{8}$$

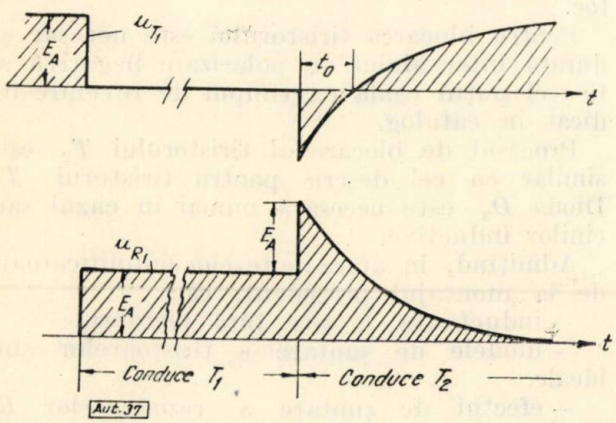


Fig. 3. Formele de undă ale tensiunilor pentru contactorul static din figura 2.

pentru valoarea minimă a condensatorului rezultă:

$$C = 1{,}45\,\frac{I t_0}{E_A} = 1{,}45\,\frac{t}{R_1}. \tag{9}$$

Mai sus I reprezintă valoarea maximă a curentului de sarcină.

Formele de undă ale tensiunilor pe tiristorul principal şi pe rezistenţa de sarcină sînt reprezentate în figura 3.

Se observă că pe rezistenţa de sarcină, după comanda de blocare a tiristorului principal, apare o tensiune tranzitorie de valoare $2E_A$, ceea ce pentru anumite sarcini ar putea să fie supărător. În asemenea cazuri se indică folosirea circuitului din figura 6.

De asemenea se observă că variaţiile de sarcină influenţează mărimea timpului t_0. De aceea, dacă sînt de aşteptat variaţii de sarcină, determinarea valorii condensatorului trebuie făcută pentru cazul cel mai nefavorabil, corespunzător valorii minime a rezistenţei de sarcină.

1. 2. Cazul sarcinilor inductive

Dioda D este necesară numai în cazul sarcinilor inductive pentru a preveni încărcarea rezonantă a condensatorului C, ceea ce ar conduce, în cazul procesului de blocare a tiristorului T_1, la apariţia unui vîrf de tensiune pe condensatorul C, deci şi pe tiristorul T_1, mai mare decît tensiunea sursei de alimentare şi care ar putea reamorsa tiristorul T_1 după ce el a fost blocat prin comanda lui T_2.

Dacă inductanţa sarcinii este suficient de mare, după ce a avut loc comanda tiristorului T_2 care a produs blocarea tiristorului T_1, curentul de sarcină va continua să circule un timp prin condensatorul C şi putem considera că, pe durata intervalului de polarizare inversă a tiristorului, valoarea curentului se menţine constantă.

Tensiunea condensatorului pe acest interval de timp este deci:

$$u_C = -E_A + \frac{1}{C}\int_0^{t_0} I\,dt = -E_A + \frac{I t_0}{C}, \tag{10}$$

iar din condiţia $u_C = 0$ rezultă valoarea minimă a capacităţii ceva mai mică decît în cazul sarcinilor rezistive:

$$C = \frac{I t_0}{E_A} = \frac{t_0}{R_1}. \tag{11}$$

1. 3. Variantă cu un singur tiristor

În figura 4 este reprezentată schema de principiu a unui contactor static cu condensator, utilizînd un singur tiristor [6]. Rolul tiristorului auxiliar este îndeplinit aici de un contact de mică putere K_2. Pentru amorsarea tiristorului T trebuie închis pentru scurtă durată contactul K_1. Rezistenţa R_2 avînd o valoare potrivită pentru a asigura un curent de poartă minim pentru tiristor, acesta amorsează, iar condensatorul C se încarcă prin rezistenţa R_2 la o tensiune apropiată de tensiunea sursei de alimentare, cu polaritatea indicată în figură.

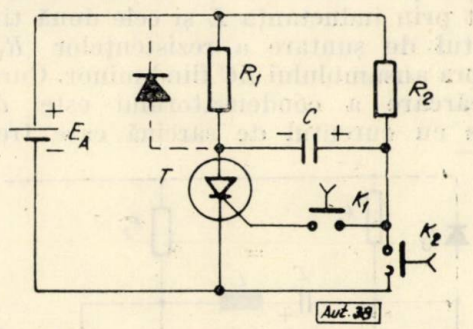


Fig. 4. Contactor static cu condensator, cu un singur tiristor.

La închiderea pentru o scurtă durată a contactului K_2, tensiunea condensatorului se aplică cu polaritatea negativă pe anodul tiristorului şi determină ieşirea lui din conducţie.

Procesele fizice la acest montaj sînt similare cu cele de la montajele prezentate la punctele 1. 1. şi 1. 2., iar relaţiile de calcul ale valorii condensatorului rămîn (9), respectiv (11).

Acest montaj economiseşte un tiristor, în schimb contactele K_1 şi K_2 fiind mecanice, montajul nu se pretează la o comandă electronică. Totuşi în cazul unor tensiuni de lucru coborîte, rolul acestor contacte ar putea fi

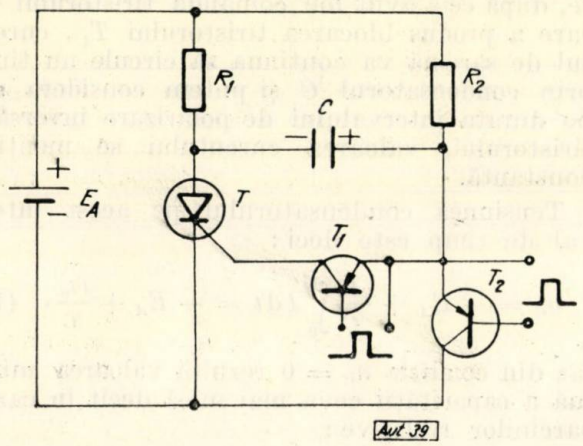


Fig. 5. Contactor static cu condensator, cu un singur tiristor, cu comandă prin transistoare.

preluat de două transistoare (fig. 5) avînd tensiuni de lucru corespunzătoare tensiunii sursei de alimentare.

În vederea unei disipaţii mici, semnalele de comandă ale acestor transistoare trebuie să asigure saturarea lor.

2. Contactor static cu circuit rezonant LC

În figura 6 este arătată schema de principiu a acestui contactor static. Polaritatea cu care este încărcat condensatorul C corespunde conducţiei tiristorului T_1. În momentul comenzii tiristorului auxiliar T_2, acesta intră în conducţie şi condensatorul C se descarcă rezonant prin inductanţa L şi cele două tiristoare, efectul de şuntare a rezistenţelor R_1 şi R_2 asupra ansamblului LC fiind minor. Curentul de descărcare a condensatorului este de sens opus cu curentul de sarcină care trece prin

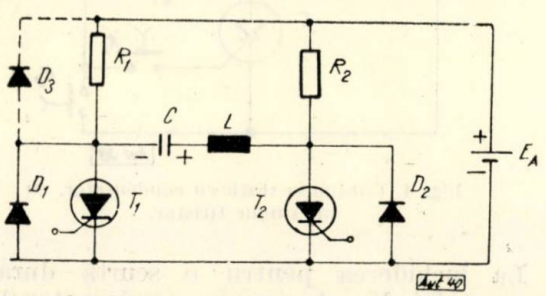


Fig. 6. Contactor static cu circuit rezonant LC.

tiristorul T_1, şi care va continua să rămînă în conducţie pînă ce curentul de descărcare devine egal cu curentul de sarcină (considerînd curentul de menţinere şi de recombinare egal cu zero). După încetarea conducţiei tiristorului T_1, curentul de descărcare al condensatorului se va închide în continuare prin dioda D_1, iar căderea de tensiune de pe această diodă polarizează tiristorul în sens invers. Curentul de descărcare al condensatorului variază după o lege sinusoidală, dar dacă condiţia de blocare a tiristorului T_1 este asigurată, după ce a avut loc reîncărcarea condensatorului cu polaritatea opusă celei iniţiale, din cauza diodei, o nouă descărcare a condensatorului, la care ar corespunde prima semialternanţă negativă a curentului, nu poate avea loc.

Pentru blocarea tiristorului este necesar ca durata intervalului de polarizare negativă să fie cel puţin egală cu timpul de revenire indicat în catalog.

Procesul de blocare al tiristorului T_2 este similar cu cel descris pentru tiristorul T_1. Dioda D_3 este necesară numai în cazul sarcinilor inductive.

Admiţînd, în afara ipotezelor simplificatoare de la montajul precedent, că:

— inductanţa L este fără pierderi,

— diodele de şuntare a tiristoarelor sînt ideale,

— efectul de şuntare a rezistenţelor R_1 şi R_2 asupra circuitului oscilant este minor,

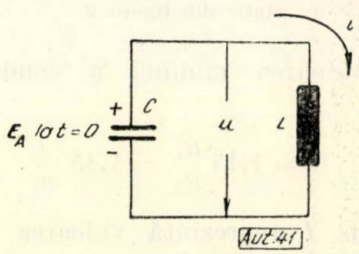


Fig. 7. Circuitul echivalent al descărcării condensatorului din figura 6.

descărcării condensatorului C îi corespunde circuitul echivalent din figura 7.

Ecuaţia diferenţială a circuitului este:

$$L\frac{di}{dt}+\frac{1}{C}\int i\,dt=0, \tag{12}$$

care derivat este:

$$L\frac{d^2i}{dt^2}+\frac{i}{C}=0. \tag{13}$$

Aplicînd acestei ecuaţii diferenţiale transformata Laplace [7], se obţine:

$$L\,[p^2\,I\,(p)-pi\,(0)-i'\,(0)]+\frac{I(p)}{C}=0. \tag{14}$$

Deoarece $i(0)=0$, iar $L\,i'(0)=E_A$:

$$I(p)=\frac{E_A}{p^2L+\frac{1}{C}}=\frac{\frac{E_A}{L}}{p^2+\omega_0^2}=\frac{E_A}{\omega_0 L}\,\frac{\omega_0}{p^2+\omega_0^2}, \tag{15}$$

unde :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{16}$$

Originalul expresiei (15) este :

$$i = E_A \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_0 t. \tag{17}$$

Considerînd în mod acoperitor că durata polarizării inverse a tiristorului este (fig. 8)

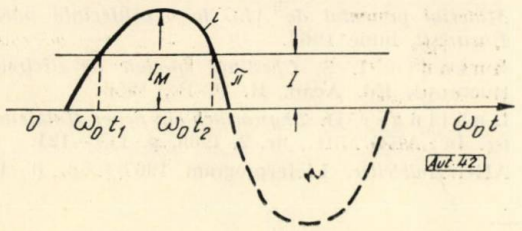


Fig. 8. Variaţia curentului de descărcare a condensatorului.

intervalul de timp $t_2 - t_1 \left(\text{în loc de } \frac{\pi}{\omega_0} - t_1\right)$, avem :

$$E_A \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_0 t_1 = I \tag{18}$$

şi :

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \text{arc sin} \frac{I}{E_A} \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{19}$$

iar :

$$t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} - t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[\pi - \text{arc sin} \frac{I}{E_A} \sqrt{\frac{L}{C}}\right], \tag{20}$$

Deci :

$$t_0 = t_2 - t_1 = \sqrt{LC} \left[\pi - 2 \text{ arc sin} \frac{I}{E_A} \sqrt{\frac{L}{C}}\right]. \tag{21}$$

Notînd :

$$k = \frac{I_M}{I} = \frac{E_A}{I} \sqrt{\frac{C}{L}} = R_1 \sqrt{\frac{C}{L}}, \tag{22}$$

avem :

$$t_0 = \sqrt{LC} \left[\pi - 2 \text{ arc sin} \frac{1}{k}\right]. \tag{23}$$

Din relaţia (22) rezultă :

$$\sqrt{C} = \frac{k I \sqrt{L}}{E_A} \tag{24}$$

şi pentru valoarea minimă a inductanţei şi capacităţii se găseşte :

$$L = \frac{t_0 E_A}{k I} \left(\frac{1}{\pi - 2 \text{ arc sin} \frac{1}{k}}\right); \tag{25}$$

$$C = \frac{k I t_0}{E_A} \left(\frac{1}{\pi - 2 \text{ arc sin} \frac{1}{k}}\right). \tag{26}$$

Formele de undă ale tensiunilor care intervin în acest comutator sînt reprezentate în figura 9, cu arătarea căderilor de tensiune U_{0T} pe tiristorul T_1 şi U_{0D} pe dioda D_1. S-a considerat că tensiunea pe dioda D_1 este constantă şi independentă de curentul care trece prin ea.

La acest contactor, supracreşterea de tensiune care apare pe sarcină în timpul comutării este dată numai de căderea de tensiune pe dioda D_1 în conducţie, deci este cu totul neglijabilă.

Dacă raportul $k = \frac{I_M}{I}$ se alege suficient de mare, arc sin $\frac{1}{k} \cong 0$ şi din relaţia (23) se observă că în acest caz t_0, deci condiţia de blocare, practic nu depinde de variaţiile rezistenţei de sarcină.

Acestui contactor îi este caracteristic faptul că, după trecerea intervalului de polarizare inversă a tiristorului T_1, tensiunea pozitivă se stabileşte cu o viteză de creştere relativ

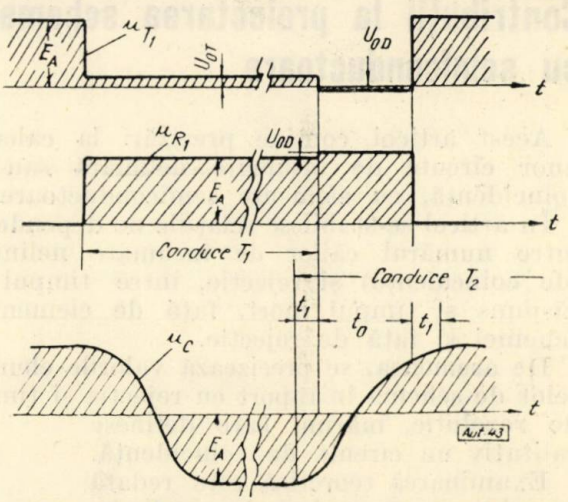


Fig. 9. Formele de undă ale tensiunilor din schema reprezentată în figura 6.

mare, care prin efectul $\frac{du}{dt}$, în unele împrejurări, ar putea determina reamorsarea tiristorului, care trebuie să se blocheze, rămînînd în continuare în conducţie ambele tiristoare. Pentru evitarea acestei reamorsări nedorite se vor lua măsuri corespunzătoare în vederea reducerii valorii $\frac{du}{dt}$ prin circuite adecvate (condensator de şuntare a tiristoarelor etc.), iar tiristoarele folosite vor trebui să prezinte valori corespunzător de mari ale vitezei de creştere admisibile a tensiunii la bornele lor.

În cazul de faţă, în comparaţie cu contactorul static cu condensator, din cauza unei polarizări inverse reduse a tiristoarelor — doar căderea de tensiune în sens direct a diodelor de şuntare — timpul de revenire rezultă pînă la de două ori mai mare.

3. Concluzii

În momentul de faţă, din cauza tehnologiei relativ complicate a tiristoarelor, costul contactoarelor cu tiristoare este mai ridicat decît costul contactoarelor mecanice sau electromecanice. În consecinţă, utilizarea lor îşi are justificarea în acele aplicaţii unde viteza de acţionare, sensibilitatea, gabaritul redus, siguranţa de funcţionare pe termen lung, rezistenţa la şocuri şi vibraţii, rezistenţa în atmosfere explozive sau corozive sînt cerinţe de primul rang.

Contactoarele cu tiristoare au început să fie fabricate [8], [9] pentru curenţi pînă la 100 A şi tensiuni de lucru pînă la 240 V; este de aşteptat o extindere a curentului şi a tensiunii nominale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Köhl, G. *Ein bilateral schaltendes Thyristorsystem.* În: Intern. elektronische Rundschau, nr. 6, 1966, p. 353.

[2] Grafham, D. R. *Ratings and application of a 2 ampere gate turn-off switch.* In: I. E. E. E. CP 63—434, 1963.

[3] *Silicon controlled rectifier manual.* New York, 1961.

[4] Gentry, F. E., Gutzwiller, F. W., Holonyak, N. Jr., von Zastrow, E. E. *Semiconductor controlled rectifiers; principles and applications of p—n—p—n devices.* New York, 1964.

[5] Vărzaru, E. *Contactoare statice cu tiristoare.* În: Electrotehnica, nr. 8, 1965, p. 297—302.

[6] *Material prezentat de AEG la o conferinţă publică la Bucureşti,* iunie 1967.

[7] Antoniu, I. S. *Chestiuni speciale de electrotehnică.* Bucureşti, Ed. Acad. R. P. R., 1956.

[8] Dahlinger, D. *Thyroswitch ein neuer Halbleiterschalter.* În: AEG Mitt., nr. 2, 1966, p. 117—121.

[9] AEG *Halbleiter,* Lieferprogram 1967/1968, p. 10—13.

Ing. MARGA SIMONESCU

Contribuţii la proiectarea schemelor de însumare neliniară, cu semiconductoare

Acest articol conţine precizări la calculul unor circute de însumare neliniară sau de coincidenţă, cu elemente semiconductoare.

În articol se stabilesc relaţiile de dependenţă între numărul căilor de însumare neliniară (de coincidenţă) şi rejecţie, între timpul de răspuns şi timpul mort, faţă de elementele schemei şi faţă de rejecţie.

De asemenea, se precizează valorile elementelor de schemă în raport cu rejecţia şi timpul de rezoluţie, mărimi care definesc calitativ un circuit de coincidenţă.

Examinarea teoretică este redată separat pentru schemele cu diode, faţă de cele cu transistoare. Exemplificarea concluziilor teoretice este conţinută în schemele prezentate.

1. Analiza schemei de coincidenţă cu diode

Schema de coincidenţă cu diode semiconductoare îşi defineşte funcţionarea în două etape principale: etapa statică şi etapa dinamică. În ceea ce priveşte etapa dinamică, distingem în cadrul ei trei subetape de funcţionare:

— stabilirea timpului de răspuns;
— stabilirea timpului de palier;
— stabilirea timpului mort.

Pentru definirea rejecţiei circuitului este interesantă stabilirea timpului de palier.

În stabilirea relaţiilor teoretice se va ţine seamă de influenţa rezistenţei generatorului de semnal, pe calea de coincidenţă, ca şi de influenţa rezistenţei de intrare a etajului, care urmează etajul de mixare.

Ne propunem să găsim o relaţie între rejecţia ρ şi numărul de canale de coincidenţă n şi între timpul de răspuns t_{fr}, timpul mort t_m şi elementele de schemă, în scopul de a evidenţia alegerea optimă a acestora, pentru un timp de rezoluţie, un timp de întîrziere şi o rejecţie propuse.

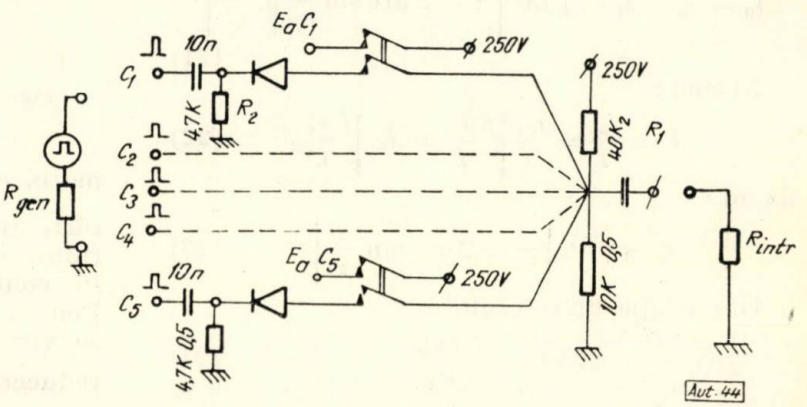


Fig. 1

În situaţia de repaus, potenţialul punctului A are valoarea:

$$U_{A_0} = Ea \frac{\frac{1}{n}(R_{cir} + R_2)}{\frac{1}{n}(R_{dir} + R_2) + R_1}.$$

La coincidenţă totală el capătă valoarea:

$$U_{A_{CT}} = Ea\,\frac{\frac{1}{n}(R_{inv}+R_2)}{\frac{1}{n}(R_{inv}+R_2)+R_1};$$

de unde rejecţia:

$$\rho = \frac{U_{A_{CT-1}}}{U_{A_{CT}}} = \frac{\frac{\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2)}{\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)+R_{dir}+R_2}}{\frac{\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2)}{\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)+R_{dir}+R_2}+R_1} = \frac{\frac{1}{n}(R_{inv}+R_2)}{Ea\,\frac{\frac{1}{n}(R_{inv}+R_2)}{\frac{1}{n}(R_{inv}+R_2)+R_1}} =$$

$$= \frac{\frac{1}{n}\cdot\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2)+\frac{R_1}{n-1}(R_{dir}+R_2)}{\frac{1}{n}\cdot\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2+R_1)+\frac{1}{n}(R_{dir}+R_2)R_1};$$

$$\rho = \frac{n}{n-1}\cdot\frac{\frac{1}{n}(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2)+(R_{dir}+R_2)R_1}{\frac{1}{n-1}(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2+R_1)+(R_{dir}+R_2)R_1}.$$

De unde:

$$\boxed{n = \frac{\rho[(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2+R_1)-R_1(R_{dir}+R_2)]-(R_{inv}+R_2)(R_{dir}+R_2)}{R_1(R_{dir}+R_2)(1-\rho)}}. \quad (1)$$

În condiţiile $R_{dir} < R_2$, $R_{inv} > R_2$:

$$n \cong \frac{\rho[R_{inv}(R_1+R_2)-R_1R_2]-R_{inv}R_2}{R_1R_2(1-\rho)} = \frac{\rho\left[\frac{R_{inv}}{R_1 \| R_2}-1\right]-\frac{R_{inv}}{R_1}}{1-\rho}. \quad (2)$$

Cu notaţiile $\frac{R_{inv}}{R_1 \| R_2} = k_2$ şi $\frac{R_{inv}}{R_1} = k_1$ rezultă:

$$n = \frac{\rho(k_2-1)-k_1}{1-\rho}, \quad (3)$$

expresie la care corespund tabelele 1–4 şi curbele din figura 2.

Tabela 1

	k_2		1	2	3	4	5	6	10	11	12	20	21	22	31	41	50	100
$\rho = \frac{1}{2} = 0{,}5$	$k_1=1$	$n=$	−2	−1	0	+1	2	3	7	/	/	17	/	/	/	/	47	97
	$k_1=2$	$n=$	—	—	—	—	0	+1	5	/	/	12	/	/	/	/	45	95
	$k_1=5$	$n=$	—	—	—	—	—	—	—	0	1	9	/	/	/	/	39	89
	$k_1=10$	$n=$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0	1	/	/	29	79
	$k_1=15$	$n=$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0	/	19	69
	$k_1=20$	$n=$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0	9	59

Tabela 2

	k_2		4,33	5	6	10	17,7	20	44,3	50	67	70	80	100
$\rho = \frac{1}{3} = 0{,}33$	$k_1 = 1$	$n=$	0	0,28	0,71	2,4	/	6,7	/	19,6	/	/	/	/
	$k_1 = 5$	$n=$	—	—	—	—	0	1,85	/	13,8	/	/	/	35
	$k_1 = 10$	$n=$	—	—	—	—	—	—	0	6,7	/	19,4	/	28
	$k_1 = 20$	$n=$	—	—	—	—	—	—	—	—	0	4,5	9	13,8

Tabela 3

	k_2		6	10	20	26	50	51	70	80	100	101
$\rho = \frac{1}{5} = 0{,}2$	$k_1 = 1$	$n =$	0	1	3,5	/	11	/	16	/	23,5	/
	$k_1 = 5$	$n =$	—	—	—	0	6	/	11	/	18,5	/
	$k_1 = 10$	$n =$	—	—	—	—	—	0	4,75	7,25	12,2	/
	$k_1 = 20$	$n =$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0

Tabela 4

	k_2		10	11	20	50	51	70	80	100	101
$\rho = \frac{1}{10} = 0{,}1$	$k_1 = 1$	$n =$	—	0	1	4,3	/	/	/	9,9	/
	$k_1 = 5$	$n =$	—	—	—	—	0	2,1	3,2	5,4	/
	$k_1 = 10$	$n =$	—	—	—	—	—	—	—	—	0
	$k_1 = 20$	$n =$	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Este de remarcat că numărul de canale de coincidenţă scade pe măsură ce ne propunem o rejecţie mai bună decît 0,5, pentru $k_1 = \text{ct.}$ şi $k_2 = \text{ct.}$

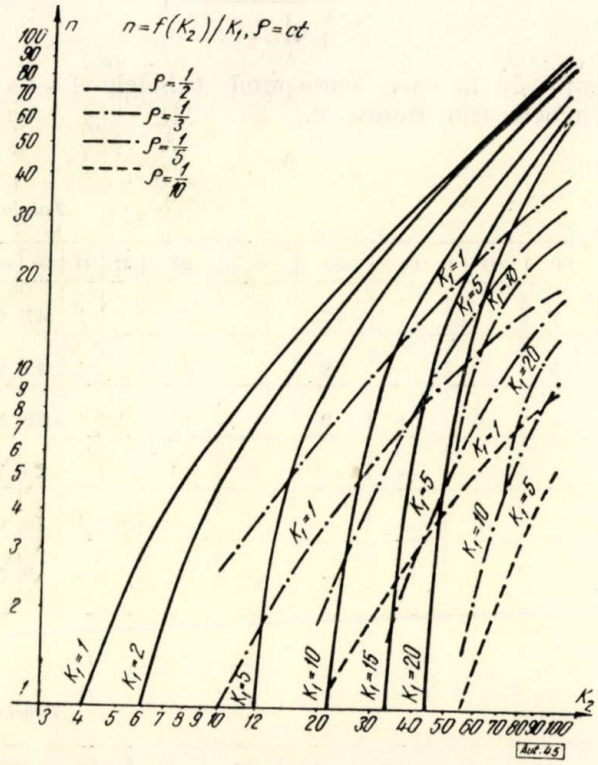


Fig. 2

De asemenea, în proiectare trebuie să se ţină seamă de următoarele condiţii:

$$R_{gen} \leqslant \frac{1}{5} \cdot \frac{R_2}{n} \text{ şi } R_{intr} \geqslant \frac{5R_1\left(\frac{R_2 + R_{dir}}{n}\right)}{R_1 + \frac{R_2 + R_{dir}}{n}}, \quad (4)$$

unde R_{gen} este rezistenţa de ieşire a etajului precedent pe calea de coincidenţă, iar R_{intr} este rezistenţa de intrare a etajului următor pe calea de mixare.

Cunoscînd R_{gen} şi R_{intr}, se deduce domeniul de valori pentru R_2 din relaţia (4) şi domeniul de valori pentru R_1 din relaţia:

$$R_1 \leqslant \frac{R_{gen} \cdot R_{intr}}{R_{gen} - \frac{R_{intr}}{5}}. \quad (5)$$

Se remarcă dependenţa lui R_2 de numărul căilor de coincidenţă, deci de rejecţie, şi lipsa acestei dependenţe în expresia lui R_1.

Relaţia care descrie timpul de răspuns t_{fr} al sistemului de coincidenţă din figura 3 defineşte încărcarea capacităţilor parazite cu o constantă de timp determinată de R_1.

$$t_{fr} = \tau_{inc} \cdot \ln \frac{1}{1 - U_{A_{CT}/E_a}} \cong$$

$$\cong R_1 \left[n \frac{C_{ak} \cdot C_d}{C_{ak} + C_d} + C_m + C_{gk} + \right.$$

$$\left. + C_{ag}(1 - a) \right] \ln \frac{1}{1 - \frac{\frac{1}{n} R_{inv}}{\frac{1}{n} R_{inv} + R_1}}, \quad (6)$$

unde:

C_d este capacitatea de barieră proprie diodei (joncţiunea se blochează);

C_{ak} — capacitatea de ieşire a etajului precedent;

C_m — capacitatea de montaj;

$C_{gk} + C_{ag}(1 - a)$ — capacitatea de intrare a etajului următor, de amplificare $a < 0$.

Pentru ca circuitul de coincidenţă să nu contribuie cu mai mult decît 10% la timpul de întîrziere total al montajului se pune condiţia ca:

$$t_{fr} \leqslant \frac{1}{3} t_g. \qquad (7)$$

Dar $t_g \cong \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{10}\right) t_r$ (t_r = timp de rezoluţie),

unde t_g este timpul de front anterior al impulsului aplicat pe calea de coincidenţă. Este evident că formula (7) este restrictivă, atît pentru n, cît şi pentru R_1, astfel că R_1 trebuie să satisfacă simultan relaţia (5) şi relaţia (8):

$$R_1 < \frac{t_g}{3C_p \ln \frac{1}{1 - \frac{k_1}{k_1 + n}}}; \quad R_1 < \frac{t_g}{3C_p \ln \frac{k_1 + n}{n}}. \qquad (8)$$

Fenomenul fizic, care stabileşte timpul mort în sistemul de mixare, este descărcarea capacităţii parazite, cu o constantă de timp:

$$\tau_{desc} = C_p \left[\frac{R_1 \frac{R_{dir} + R_2}{n}}{R_1 + \frac{R_{dir} + R_2}{n}} \right] = C_p \frac{R_1 \frac{R_2}{n}}{R_1 + \frac{R_2}{n}}.$$

Rezultă pentru timpul mort expresia:

$$t_m \cong 2{,}2\, C_p \frac{R_1 + \frac{R_2}{n}}{R_1 + \frac{R_2}{n}}. \qquad (9)$$

Evident $t_m < t_{fr}$, de unde şi condiţia ca:

$$R_2 < \frac{nR_1 \ln \frac{k_1 + n}{n}}{2{,}2 - \ln \frac{k_1 + n}{n}}. \qquad (10)$$

Se vede că R_2 trebuie să satisfacă simultan condiţia (4) şi (10).

Curbele:

$$R_1 = f(k_2)\Big|_{k_1,\ \rho,\ R_e = \text{ct}}$$
$$R_2 = f(k_2)$$

corespund tabelelor 5—7 şi diagramelor din figura 3.

Tabela 5

Pentru $\rho = 0{,}5$ şi $R_e = \frac{t_g}{3C_p} = 10^3$

		$k_1 = 1$						$k_1 = 2$						$k_1 = 5$					
k_2		4	5	6	10	20	50	100	6	10	20	50	100	12	20	50	100		
$\ln \frac{k_1 + n}{n}$		0,69	0,41	0,28	0,137	0,058	0,023	0,012	0,41	0,334	0,147	0,046	0,023	1,8	0,44	0,124	0,058		
R_1, kΩ		1,45	2,45	3,6	7,3	17,25	43,5	84	2,45	2,9	6,8	32	44	0,555	2,3	8,1	17,3		
$\frac{nR_1}{10^3} \ln \frac{k_1 + n}{n}$		1	1,2	3	7	16,8	47	97	1	4,84	12	46	95	1	9,1	39,2	90		
R_2, kΩ		0,66	0,67	1,57	3,4	7,85	21,7	44,1	0,56	2,9	8,15	21	44	2,6	5,2	19	42		

Tabela 6

Pentru $\rho = 0{,}33$ şi $R_e = 10^3$												Pentru $\rho = 0{,}2$ şi $R_e = 10^3$											
	$k_1 = 1$		$k_1 = 5$		$k_1 = 10$		$k_1 = 20$					$k_1 = 1$			$k_1 = 5$			$k_1 = 10$				
k_2	20	50	100	20	50*	100	50	70	80	100		10	20	50	70	100	50	70	80	100		
$\ln \frac{k_1+n}{n}$	0,138	0,051	0,03	1,31	0,03*	0,013	2,5	1,52	1,35	3,2	2,45	0,69	0,207	0,092	0,046	0,04	0,61	0,37	0,87	0,24	1,15	0,6
R_1, $k\Omega$	7,2	19,6	33	0,76	33*	77	1,1	2,4	3,3	0,59	0,87	1,45	4,85	10,9	22	25	1,65	2,7		4,2	0,87	1,67
$\frac{nR_1}{10^3} \ln \frac{k_1+n}{n}$	6,61	19,6	40	2,08	13,8*	35	6,75	19,5	28	4,5	11,9	1	3,5	11	16	23,6	6	11		18,5	5,55	12,5
R_2, $k\Omega$	3,2	9,12	18,4	1,1	6,35*	16	5,3	11	14,7	9	11,3	0,66	1,82	5,2	7,4	11	3,78	6	5,4	9,4	5,24	7,8

Tabela 7

Pentru $\rho = 0{,}1$ şi $R_e = 10^3$						
	$k_1 = 1$			$k_1 = 5$		
k_2	20	50	100	70	80	100
$\ln \frac{k_1+n}{n}$	0,69	0,207	0,092	1,22	0,945	0,66
R_1, $k\Omega$	1,45	4,8	11	0,82	1,06	1,52
$\frac{nR_1}{10^3} \ln \frac{k_1+n}{n}$	1	4,36	10	2,11	3,2	5,4
R_2, $k\Omega$	0,67	2,26	4,75	2,11	2,56	3,5

Curbele din figura 3 redau $R_1 = f(k_2)$ într-o situaţie uzuală, adică pentru $R_e = \frac{t_a}{3C_p} = 10^3$. Alte situaţii uzuale pot fi reproduse pentru $R_e = 3 \cdot 10^3$; 10^4; $3 \cdot 10^4$; 10^5, cu care se poate realiza un plan mai complex, cu un domeniu mai extins de valori R_1, R_2 decît cel reprezentat

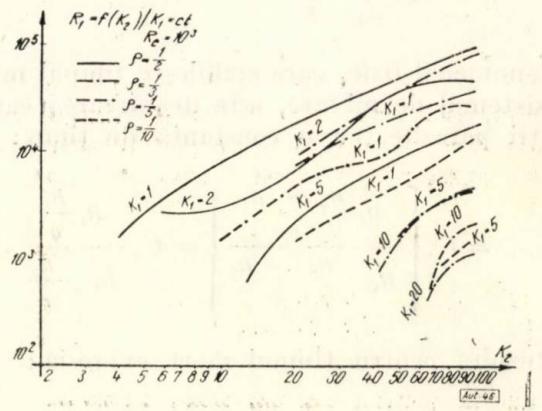


Fig. 3

în figura 3. Menţionăm că alura nu se modifică iar valorile calculate pentru $R_e \neq 10^3$ se pot găsi chiar prin graficul reprezentat, prin amplificarea acestora cu raportul $R_e/10^3$.

Schema realizată corespunde situaţiei:

$$\rho = 0{,}33\,;\ R_e = 10^3\,;\ k_1 = 5\,;\ k_2 = 50\,;\ n = 5$$

Diodele, utilizate în schema practică, sînt de tip Д2 ε, corespunzătoare timpului de rezoluţie de aproximativ 2 μs.

În ceea ce priveşte timpul de palier, i se pot indica limitele. Limita inferioară de durată a palierului este dată, teoretic, de coincidenţa momentului în care impulsurile a două (sau mai multe) căi de coincidenţă ating valoarea U_{A_0} în situaţia cea mai defavorabilă, în care un impuls se atenuează, iar celălalt se afirmă (fig. 4-*a*).

Practic, datorită inerţiei capacităţilor C_p, impulsul de mixare nu apare decît dacă intervalul de timp în care valoarea lui U_{c_1}, $U_{c_2} > U_{A_0}$

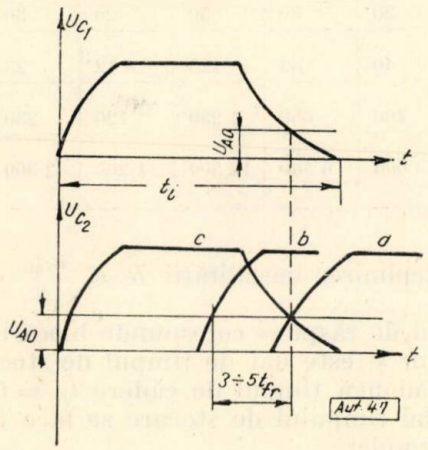


Fig. 4

durează un timp comparabil cu $(3 \div 5)\ t_{fr}$ (fig. 4—*b*). În acest caz palierul este practic nul, iar impulsul de mixare este aproximativ triunghiular (fig. 5).

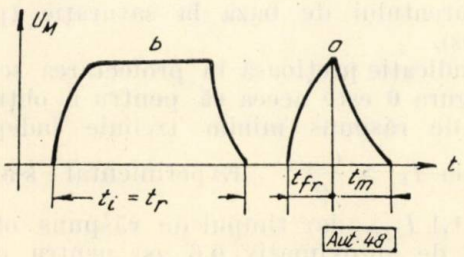


Fig. 5

Valoarea maximă a palierului corespunde timpului de rezoluţie t_r (fig. 5-*b*) şi este indicată în figura 4-*c*.

2. Analiza schemei de coincidenţă cu transistoare

Cu privire la schema cu transistoare, precizările de ordin teoretic şi stabilirea dependenţei dintre numărul maxim de canale, rezoluţie, rejecţie, impedanţa de ieşire a etajului precedent şi de intrare a etajului următor, sînt asemănătoare. Trebuie să se ţină seamă însă de proprietăţile transistoarelor şi de schema de coincidenţă aleasă. Pentru tipul de schemă din figura 6 se poate preciza că dependenţa numărului de canale de rejecţia necesară este dată de relaţia (11). Definim analog:

$$U_{A_0} = E_c \frac{\frac{1}{n} r}{\frac{1}{n} r + R_c},$$

unde $r = r_{CE}$ la saturaţie;

$$U_{A_{CI}} = E_c \frac{\frac{1}{n} R}{\frac{1}{n} R + R_c},$$

unde $R = r_{CE}$ la tăiere;

$$U_{A_{CT-1}} = E_c \frac{r \frac{R}{n-1}}{r + \frac{R}{n-1}} \Bigg/ \left(\frac{r \frac{R}{n-1}}{r + \frac{R}{n-1}} + R_c \right);$$

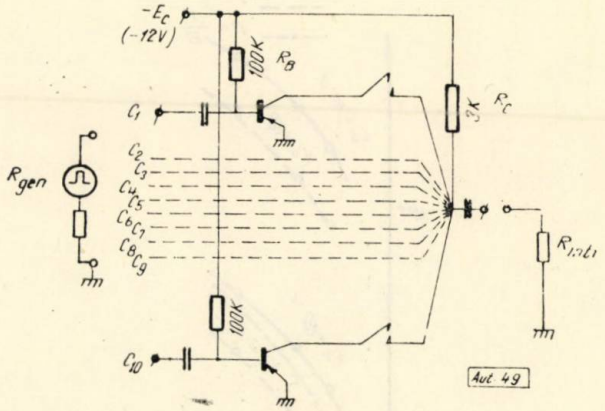


Fig. 6

de unde:

$$\rho = \frac{U_{A_{CT-1}}}{U_{A_{CT}}} = \frac{r \frac{R}{n-1}}{r \frac{R}{n-1} + R_c \left(r + \frac{R}{n-1} \right)} \cdot \frac{R_c + \frac{1}{n} R}{\frac{1}{n} R};$$

deci:

$$n = \frac{\rho [rR - R_c r + RR_c] - rR}{rR_c (1 - \rho)} = \frac{\rho \left(1 - \frac{R_c}{R} + \frac{R_c}{r} \right) - 1}{\frac{R_c}{R} (1 - \rho)} \cong$$

$$\cong \frac{\rho \left(1 + \frac{R_c}{r} \right) - 1}{\frac{R_c}{R} (1 - \rho)} = \frac{\rho (1 + k_3) - 1}{k_4 (1 - \rho)}. \qquad (11)$$

Considerăm valori uzuale $k_3 = \frac{R_c}{r} = (20 \div 50)$ şi $k_4 = \frac{R_c}{R} \cong (10^{-2} \div 10^{-3})$. Pentru cîteva valori particulare se obţin tabela 8 şi graficul din figura 7.

Tabela 8

		$\rho = 0{,}5$			$\rho = 0{,}33$			$\rho = 0{,}2$			$\rho = 0{,}1$		
k_3		20	30	50	20	30	50	20	30	50	20	30	50
$k_4 = 10^{-1}$	$n =$	190	290	490	89	140	265	40	65	125	$\cong 12^*$	23	46
$k_4 = 10^{-2}$	$n =$	1 900	2 900	4 900	890	1 400	2 650	400	650	1 250	120	230	460
$k_4 = 10^{-3}$	$n =$	19 000	29 000	49 000	8 900	14 000	26 500	4 000	6 500	12 500	1 200	2 300	4 600

Cazul în care ne situăm cu realizarea prezentată este cel însemnat cu asterisc.

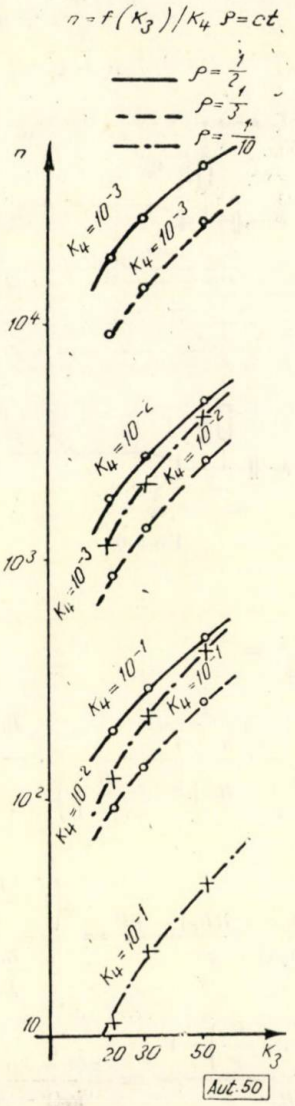


Fig. 7

În ceea ce privește valoarea lui R_c, ea trebuie să corespundă la două condiții:

— introducerea, în timp de repaus, a tranzistorului în regim de saturație:

$$R_B < \frac{\beta E_c}{I_{csat}};$$

— îndeplinirea inegalității $R_c \leqslant \frac{R_{intr}}{5}$.

Timpul de răspuns corespunde blocării tranzistoarelor și este dat de timpul de stocare, la care se adaugă timpul de cădere $t_{fr} = t_s + t_c$.

Calculul timpului de stocare se face cu ajutorul formulei:

$$t_S \cong \tau_\beta \ln \frac{I_{B_1} - I_{B_2}}{I_{B\,sat} - I_{B_2}}, \qquad (12)$$

unde $\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f\beta}$; $I_{B_1} = \frac{E_c}{R_B}$; I_{B_2} — amplitudinea curentului de bază aplicat; $I_{\beta sat}$ — valoarea curentului de bază la saturație (pentru R_c ales).

O indicație prețioasă în proiectarea schemei din figura 6 este aceea că pentru a obține un timp de răspuns minim trebuie îndeplinită condiția $I_{B_1} \geqslant \frac{I_{csat}}{\beta}$. Experimental s-a ales $I_{B_1} = 1{,}1\ I_{Bsat}$, iar timpul de răspuns obținut a fost de aproximativ 0,6 μs, pentru coincidență decatuplă (10 C). Este evident că trebuie îndeplinită condiția $t_{fr} < t_r$.

Timpul de cădere este determinat de relația:

$$t_c = \tau_\beta \ln \frac{\beta I_{B_2} - I_{csat}}{\beta I_{B_2}}. \qquad (13)$$

Timpul mort al schemei este determinat de deblocarea în transistor și se calculează prin:

$$t_m = \tau_\beta \ln \frac{\beta I_{B_1}}{\beta I_{B_1} - \frac{E_c}{R_c}}.$$

Transistoarele utilizate sînt de tip EFT 308 cu $f_\beta \cong 13$ MHz.

În legătură cu durata timpului de palier, ea se explică fizic întocmai ca în cazul schemei precedente, de coincidență cu diode (fig. 4, fig. 5).

3. Observații finale

Este de remarcat că o trăsătură comună pentru cele două tipuri de circuite de coincidență indicate constă în faptul că numărul

de canale descreşte cu cît pretenţiile asupra rejecţiei cresc. Elementele semiconductoare utilizate sînt, în general, tipuri de înaltă frecvenţă, cu timpi de comutaţie directă şi inversă reduşi.

Circuitele de coincidenţă prezentate lucrează într-un domeniu de $-5\,°C \div +45\,°C$ şi sînt folosite în studii de fizică nucleară (raze cosmice, spectroscopie nucleară, debitmetrie) la Institutul de fizică atomică.

Studiul teoretic prezentat constituie o sintetizare a muncii de proiectare necesitată de realizarea circuitelor de mai sus. El aduce noi relaţii de calcul ale elementelor de construcţie ale circuitelor de însumare neliniară de tipul indicat, în funcţie de parametrii principali ai acestora.

BIBLIOGRAFIE

[1] Strauch. *On the detection of high energy particles with a fast coincidence system.* In: Rev. scient. instr., april 1953, p. 283.

[2] Lundby. *Delayed coincidence circuit for scintillation counter.* In: Rev. scient. instr., mai 1951, p. 324.

[3] Focardi. *Metodi di comando rapido di rivelatori di tracce.* În: Nuovo cimenti, nr. 1, 1957.

[4] Long. *Detectors for low energy X radiation.* În: Journ. of brit. I. R. E., nr. 5, 1959.

[5] Bibron. *Mesure par scintillation des faibles activités du carbone 14 et du tritium.* În: L'onde électr., ian 1959.

Ing. A. SILARD

Determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică

Tiristoarele, devenite în ultimul timp părţi componente ale diverselor scheme electronice, sînt de multe ori supuse regimului de suprasarcină. Acest fapt duce la creşterea temperaturii cristalului şi implicit la modificarea regimului de lucru al schemelor realizate pe bază de tiristoare, la scăderea siguranţei şi longevităţii acestora.

În acest context capătă o importanţă deosebită problemele legate de îndepărtarea eficace a căldurii de părţile încălzite ale tiristoarelor şi, legat de aceasta, problemele determinării parametrilor lor termici: rezistenţa termică R_T şi constanta de relaxare termică τ_T.

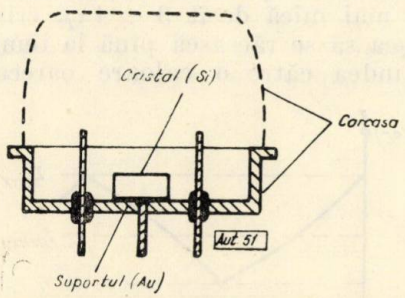


Fig. 1. Construcţia principială a tiristoarelor.

În articol sînt expuse două metode de determinare a rezistenţelor termice şi sînt analizate rezultatele experimentale obţinute. Una dintre metode a fost folosită pentru determinarea valorilor parametrului τ_T. Pe baza datelor experimentale s-a propus o schemă echivalentă pentru calculul temperaturii maxime a cristalului în regim de suprasarcină.

Construcţia principială a tipului de tiristoare experimentate este reprezentată în figura 1. După cum a rezultat din calculul teoretic, rezistenţa termică a suportului şi capacitatea lui termică sînt cu mult inferioare valorilor corespunzătoare ale celorlalte părţi constructive ale tiristoarelor, astfel încît influenţa lui asupra măsurărilor nu s-a luat în considerare.

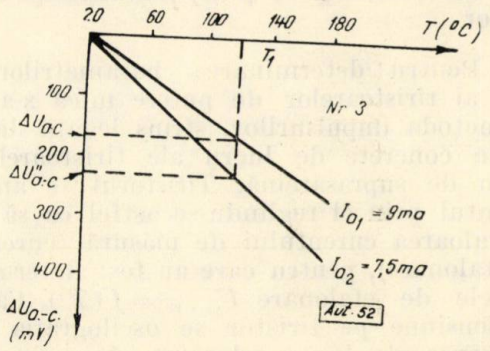


Fig. 2. Curbele de etalonare $\Delta U_{a.-c.} = f(T°)$.

Curentul maxim al tiristoarelor este de 50 mA. Ca parametru termosensibil în măsurări a fost folosită căderea de tensiune $U_{a.-c.}$ („anod-catod") cînd tiristorul conduce (fig. 2). Au mai fost folosite pentru măsurările pe electrodul de comandă curbele gradate $U_{e.c.-c.} = f(T°)$ reprezentate în figura 3, unde $U_{e.c.-c.}$ este că-

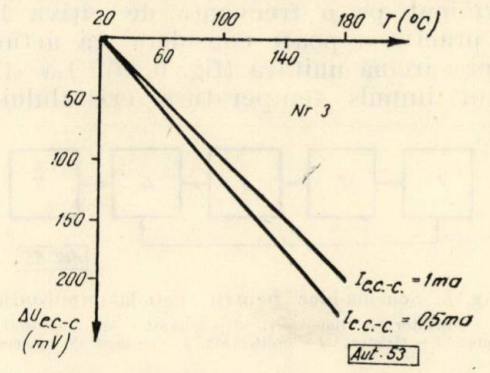


Fig. 3 Curbele $\Delta U_{e.c.-c.} = f(T°)$.

derea de tensiune pe porţiunea „electrodul de comandă-catod" la trecerea curentului (curentul anodic e nul). În figura 4 sînt reprezentate curbele $U_{e.\,c.} = f(T°)$ folosite pentru

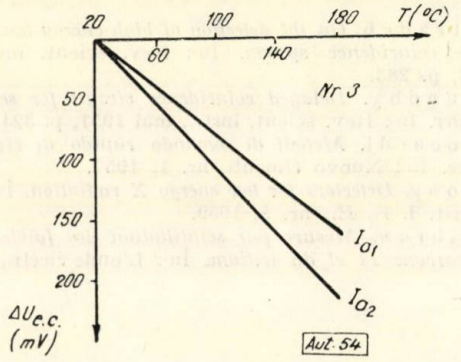


Fig. 4. Curbele $\Delta U_{e.c.} = f(T°)$.

determinarea exactităţii unor măsurări. $U_{e.-c}$ este potenţialul electrodului de comandă cînd tiristorul conduce.

I. Determinarea τ_T şi R_T prin metoda impulsurilor

a) Pentru determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică s-a folosit metoda impulsurilor, strîns legată de condiţiile concrete de lucru ale tiristoarelor în regim de suprasarcină. Tiristorul se amorsa, curentul prin el reglîndu-se astfel ca să atingă valoarea curentului de măsură (curentului de etalonare), pentru care au fost determinate curbele de etalonare $U_{a.-c.} = f(T°)$. Căderea de tensiune pe tiristor se oscilografia şi se compensa de la un element de compensare (fig. 5). Apoi de la un generator de impulsuri se declanşa sursa de suprasarcină — generatorul de impulsuri de putere (fig. 5). Amplitudinea maximă a impulsurilor de suprasarcină era de 10 A. Constanta de timp τ_T s-a determinat pe o frecvenţă de cîţiva hertzi, cînd practic se poate considera că acţionează o suprasarcină unitară (fig. 6, *a*). La sfîrşitul acestui impuls temperatura cristalului este

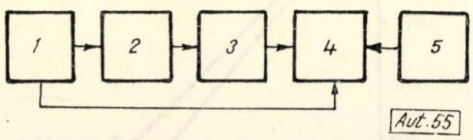


Fig. 5. Schema-bloc pentru metoda impulsurilor:
1 — generator de impulsuri; *2* — generator de impulsuri de putere; *3* — tiristor; *4* — oscilograf; *5* — element de compensare.

maximă (fig. 6, *b*), iar căderea de tensiune este minimă (fig. 6, *c*).

După terminarea impulsului, cristalul se răceşte pînă la temperatura carcasei T_c. Curba de răcire a cristalului se observă pe ecranul oscilografului şi la nivelul 0,7 de la valoarea staţionară a temperaturii se determina τ_T (fig. 6,*c*). Valorile acestui parametru au fost cuprinse între 2 şi 10 ms.

Cu creşterea frecvenţei impulsurilor de suprasarcină (cînd $3 \div 4\,\tau_T < T_i \leqslant 10\,\tau_T$), curba de răcire a cristalului tinde către valoarea T_s determinată de puterea medie disipată [1].

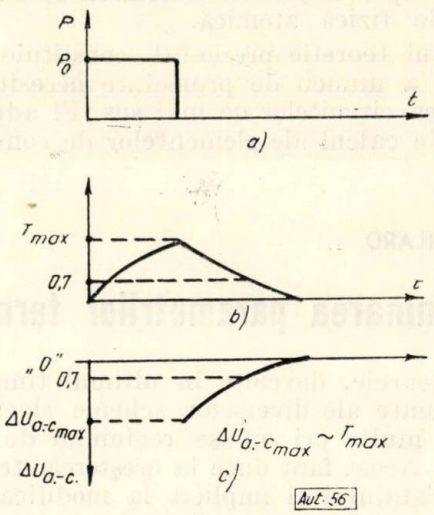


Fig. 6. Reacţia tiristorului la o suprasarcină unitară.

T_s este temperatura părţii interioare a carcasei, unde aceasta contactează cu suportul cristalului. Cînd perioada T_i a impulsurilor devenea mai mică decît $3 \div 4\,\tau_T$, cristalul nu mai reuşea să se răcească pînă la temperatura T_s, ci tindea către o valoare oarecare T_{min}

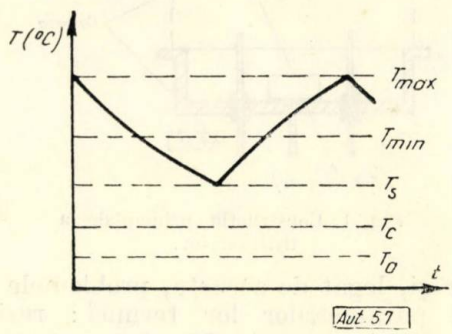


Fig. 7.

(fig. 7). Dacă frecvenţa impulsurilor de suprasarcină creştea şi mai mult, atunci temperatura cristalului tindea să ocupe o valoare medie $\left(\frac{T_{max} + T_{min}}{2}\right)$ independentă de timp şi determinată de valoarea medie a puterii disipate [1].

Curbele de răcire ale carcasei (fig. 8) au scos la iveală o considerabilă inerţie termică a acesteia. După cum era de aşteptat, constanta de timp a carcasei a fost găsită cu mult mai mare decît cea a cristalului.

Parametrii impulsurilor de suprasarcină au avut următoarele valori:

durata impulsurilor : $t_i = 10-150\ \mu s$;
frecvenţa : $f \leqslant 500$ Hz;
amplitudinea puterii disipate : $P_0 = 10-100$W.

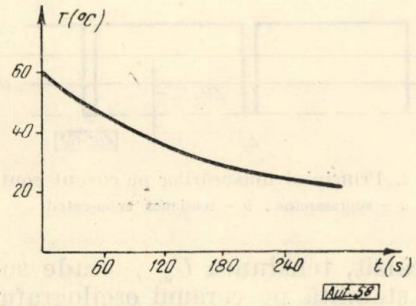


Fig. 8. Curba de răcire a carcasei.

Observaţie. Determinarea lui τ_T s-a efectuat şi pe electrodul de comandă. Temperatura cristalului s-a determinat cu ajutorul curbelor de etalonare $U_{e.c.-c.} = f(T°)$. Impulsurile de suprasarcină au fost cu un ordin mai mic decît în cazul acţionării suprasarcinii pe anodul tiristorului. Pentru aceleaşi durate ale impulsurilor, valorile lui τ_T, măsurate pe anod şi pe electrodul de comandă, au diferit cu maximum 12%.

b) Rezistenţa termică „cristal-carcasă" s-a determinat pentru $\tau_T < T_i < 3 \div 4\ \tau_T$ conform relaţiei [1]:

$$R_{b.-c.} = \frac{T_{max} + \frac{T_{min}}{2} - T_c}{\overline{P}}, \qquad (1)$$

unde:

$\overline{P}$ este puterea medie disipată;
T_c — temperatura carcasei măsurată cu termocuplu;
$\frac{T_{max} + T_{min}}{2} = \overline{T}_b$ — temperatura cristalului.

Valorile tipice ale acestor rezistenţe termice au fost de 180 ÷ 190 °C/W. Rezistenţa termică a carcasei s-a determinat la o frecvenţă relativ redusă ($T \approx 10\ \tau$) pentru ca cristalul să se răcească pînă la temperatura T_s, putîndu-se astfel observa pe ecranul osciloscopului porţiunea caracteristică cu pantă lină (fig. 9).

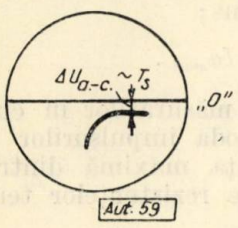


Fig. 9

Rezistenţa termică a carcasei s-a calculat conform relaţiei:

$$R_c = \frac{T_s - T_c}{\overline{P}}. \qquad (2)$$

Valorile tipice ale acestei rezistenţe au fost găsite între 170 ÷ 180 °C/W.

Rezistenţa termică „carcasă-mediu ambiant" s-a determinat conform relaţiei:

$$R_{c.-a.} = \frac{T_c - T_a}{\overline{P}}. \qquad (3)$$

Valorile acestei rezistenţe variau între 60 şi 70 °C/W.

Rezistenţa termică a cristalului s-a determinat pentru valori ale duratei impulsurilor de suprasarcină mai mari decît 2,3 τ_T, pentru ca, în decursul impulsului, cristalul să atingă valoarea staţionară a temperaturii. Măsurările s-au efectuat pentru $3 \div 4\ \tau_T < T \leqslant 10\ \tau_T$. Calcularea rezistenţelor s-a efectuat după relaţia:

$$R_b = \frac{T_b - T_s}{P_0}, \qquad (4)$$

unde:

T_b este valoarea staţionară a temperaturii cristalului;
P_0 — amplitudinea puterii disipate.

Valoarea rezistenţei termice a cristalului a fost găsită de aproximativ 20°C/W.

Observaţie. Rezistenţele termice determinate pe electrodul de comandă au diferit faţă de aceleaşi mărimi determinate prin acţionarea suprasarcinii pe anod cu mai puţin decît 15 %.

c) În măsurările efectuate, erorile sistematice au fost reduse la minimum datorită folosirii metodei compensării.

Pentru determinarea erorii pe care o dă metoda de măsurare a temperaturii cristalului cu ajutorul curbelor de etalonare, s-au efectuat cîte 10 măsurări pentru determinarea aceleiaşi temperaturi. De fiecare dată, cristalul tiristorului se răcea pînă la temperatura normală, iar apoi se încălzea din nou. Eroarea medie pătratică nu a depăşit 10%.

Determinarea exactităţii metodei de măsurare a temperaturii cristalului s-a efectuat şi pe altă cale (fig. 2). Folosind $U_{a.-c.} = f(T°)$, s-a determinat T_I cu ajutorul curbei corespunzătoare I_{a1}. Pentru a atinge aceeaşi temperatură T_I cu ajutorul curbei corespunzătoare curentului I_{a2} (cînd parametrii impulsului rămîn aceiaşi) este necesar ca $U_{a.-c.}$ să aibă de data aceasta valoarea $U''_{a.-c.}$. Diferenţa dintre $U''_{a.-c.}$ teoretic şi cel experimental, real, determină eroarea măsurărilor.

Cu ajutorul curbelor de etalonare se determină o anumită temperatură „integrală" a cristalului. Pentru a elucida dacă temperatura măsurată este a întregului cristal sau numai a unei părţi a lui, luîndu-se în considerare construcţia reală a cristalului (fig. 10), s-au

efectuat următoarele măsurări. Pe un tiristor care conduce s-au aplicat suprasarcini cu amplitudini crescînde şi s-a măsurat temperatura cristalului cu ajutorul curbelor gradate $U_{a.-c.} = f(T°)$ şi $U_{e.c} = f(T°)$. S-au construit apoi graficele $T = f(P_0)$ pentru o frecvenţă şi o durată a impulsurilor strict determinate (fig. 11). Pentru durate ale impulsurilor de la 10 la 150 μs, diferenţa dintre valoarea temperaturii măsurate pe anod şi cea măsurată pe electrodul de comandă n-a depăşit niciodată 10%. Deci, în decursul măsurărilor s-a determinat într-adevăr temperatura întregului cristal şi nu numai a unei părţi din el. Prezenţa curbelor de etalonare ca elemente ale măsurărilor este un neajuns al acestei metode de determinare a parametrilor termici, ele fiind o sursă suplimentară de erori, deoarece exactitatea acestor curbe depinde de condiţiile de încălzire.

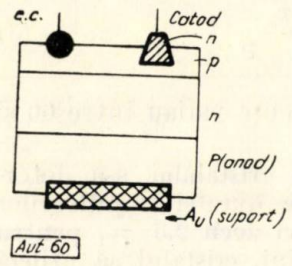


Fig. 10. Construcţia cristalului.

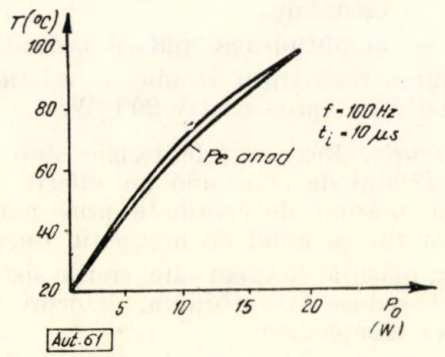


Fig. 11. Funcţiile $T_0 = f(P_0)$.

II. Determinarea rezistenţelor termice pe curent continuu

Metoda determinării rezistenţelor termice pe curent continuu se deosebeşte de cea precedentă prin faptul că în loc de impulsuri de suprasarcină, pe tiristor se aplică o suprasarcină constantă de curent (fig. 12). Sursa de suprasarcină este un transistor în regim de comutaţie, care în stare normală este saturat. Generatorul de impulsuri (fig. 13) lucrează cu o frecvenţă de cîţiva hertzi şi blochează periodic transistorul, scoţînd astfel tiristorul din suprasarcină. Timpul t în decursul căruia suprasarcina nu acţionează asupra tiristorului trebuie să fie cu mult mai mic decît τ_T şi T_i. Dacă această condiţie este respectată, atunci în decursul timpului t temperatura cristalului nu se modifică. În momentul blocării suprasarcinii, cristalul fiind încălzit, tensiunea $U_{a.-c.}$ scade sub „linia de nul" stabilită pe ecranul oscilografului prin metoda compensării (fig. 12, *b*). Ştiind $\Delta T = T_a - T_c$ şi puterea medie disipată, se determină rezistenţa termică „cristal-carcasă" conform relaţiei:

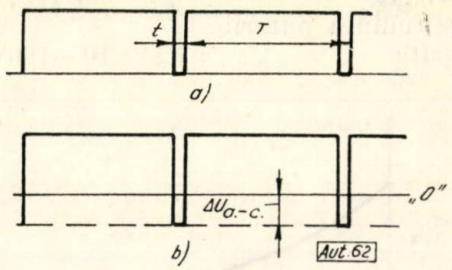


Fig. 12. Principiul măsurărilor pe curent continuu: *a* – suprasarcina; *b* – tensiunea anod-catod.

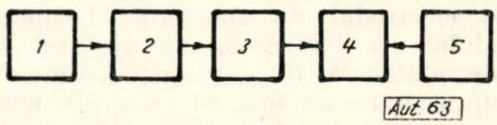


Fig. 13. Schema-bloc pentru măsurările pe curent continuu:
1 – generator de impulsuri; *2* – sursa de suprasarcină; *3* – tiristor; *4* – oscilograf; *5* – element de compensare.

$$R_{b.-c.} = \frac{\Delta T}{P}. \qquad (5)$$

Temperatura cristalului (T_b) s-a determinat cu ajutorul curbelor gradate $U_{a.-c.} = f(T°)$, iar temperatura carcasei (T_c) se determină cu ajutorul unui termocuplu. S-a determinat de asemenea şi rezistenţa termică „carcasă-mediu ambiant" conform relaţiei (3).

Parametrii de lucru pentru măsurări au fost următorii:

$$t_i < 200 \text{ μs};$$

$$T_i > 100 \text{ ms};$$

$$I_{supr.} = (1 \div 4)\ Ia_{max}.$$

Concordanţa rezultatelor măsurărilor în curent continuu şi prin metoda impulsurilor a fost satisfăcătoare, diferenţa maximă dintre valorile corespunzătoare ale rezistenţelor termice fiind de 10%.

III. Concluzii

a) Pe baza datelor experimentale a rezultat o schemă echivalentă pentru calcularea temperaturii maxime atinse de cristalul unui ti-

ristor de putere mică în regim de suprasarcină (fig. 14).

Cînd se cunosc parametrii suprasarcinii (amplitudinea P_0, frecvenţa f, durata t_i), tempe-

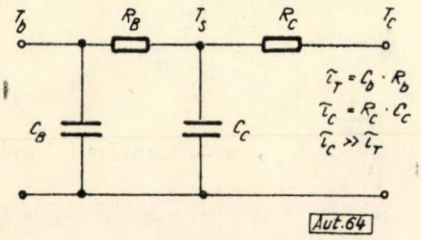


Fig. 14. Analogul electric al proceselor termice în tiristoarele de putere mică.

ratura maximă a cristalului se calculează după cum urmează :

1) Impuls unitar şi pentru $T_i \geqslant 10\ \tau_T$:

$$T_{max} = P_0 \cdot R_b (1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_T}}). \qquad (6)$$

2) Pentru $T_i < 3 \div 4\ \tau_T$:

$$T_{max} = T_a + (R_c + R_b) P_0 d + \\ + P_0 (1 - d) R_b (1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_T}}), \qquad (7)$$

unde :

$$d = \frac{t_i}{T_i};$$

cînd $t_i \ll \tau_T$, relaţia (7) devine :

$$T_{max} \approx T_a + (R_b + R_c) \overline{P}. \qquad (8)$$

3) Cînd $3 \div 4\ \tau_T < T_i \leqslant 10\ \tau_T$:

$$T_{max} = T_a + R_c \overline{P} + P_0 R_b (1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_T}}). \qquad (9)$$

Calculele făcute cu ajutorul formulelor (6)—(9) au concordat satisfăcător cu rezultatele experimentale. Formulele (7) şi (9) au dat erorile maxime atunci cînd T_i era aproximativ egal cu $(3 \div 4)\ \tau_T$.

b) Metodele experimentale sînt destul de precise; dezavantajul lor rezidă în prezenţa curbei de etalonare ca element al măsurărilor, a cărei determinare este o operaţie cu un mare volum de muncă.

Folosind metoda impulsurilor se poate analiza simultan şi comportarea tiristoarelor în regim de suprasarcină.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mortenson, E. K. *Transistor junction temperature as a function of time.* In : Proc. I. R. E., nr. 4, 1957.

[2] Haškovec, J., Lstiburek, F., Zika, J. *Tiristory.* Praga, 1966.

[3] Popov, I. A. *Teplovîe proţessî v ploskostnîh poluprovodnikovîh triodah.* In : Radiotehnika, nr 1, 1960.

[4] Abdullaev, A. A. *Teplovîe rejimî poluprovodnikovîh priborov pri impulsnîh peregruzkah.* Pod redakţiei Cistiakova N. I. Poluprovodnikovîie priborî v priborostroienii. 1966.

Ing. M. CAPRINI şi ing. TR. CIOBANU

Aplicarea teoriei grafelor la sinteza numărătoarelor şi a generatoarelor de secvenţe

I.

Calculul factorului de divizare al unui numărător realizat din celule cu factor de divizare constant şi cu reacţii se poate face fie scriind pentru fiecare celulă raportul dintre numărul impulsurilor la intrarea celulei şi numărul impulsurilor la ieşirea din celulă şi apoi rezolvînd sistemul de ecuaţii obţinut [6], fie aplicînd relaţii mai generale pentru anumite cazuri de stabilire a reacţiilor (bucle concentrice, bucle izolate) [2].

Un rezultat mai general şi mai simplu poate fi obţinut prin aplicarea teoriei grafelor la numărătoare. Această metodă poate servi atît la analiza factorului de divizare al unui numărător dat, cît şi la sinteza unui divizor cu factor de divizare dat.

Pentru a aplica rezultatele teoriei grafelor la numărătoare, vom considera că numărătorului i se ataşează un graf în modul următor :

— nodurile grafului vor fi punctele de interconectare ale celulelor de divizare;

— ramurile grafului vor corespunde celulelor de divizare şi căilor de reacţie, şi anume celulelor de divizare le vor corespunde ramuri cu transmitanţa $\frac{1}{p}$ (p fiind factorul de divizare al celulei), iar căilor de reacţie, ramuri cu transmitanţa 1.

Grafului obţinut îi putem aplica rezultatele teoriei generale a grafelor [1], [7]. Definind calea ca o succesiune de ramuri parcurse în sens direct şi bucla ca o cale închisă în care fiecare nod este întîlnit o singură dată şi notînd transmitanţa căii i cu C_i şi transmitanţa buclei j cu B_j, se poate scrie transmitanţa

grafului între nodul corespunzător intrării şi nodul corespunzător ieşirii numărătorului :

$$T = \frac{[(C_1+C_2+\ldots+C_k)(1-B_1)(1-B_2)\ldots(1-B_m)]^*}{[(1-B_1)(1-B_2)\ldots(1-B_m)]^*}, \quad (1)$$

unde asteriscul * arată că trebuie eliminaţi termenii care conţin produse de bucle sau căi care se ating.

Inversul transmitanţei calculate va corespunde factorului de divizare al numărătorului.

Exemplu. Fie numărătorul cu celule binare şi reacţii din figura 1. Graful asociat este prezentat în figura 2.

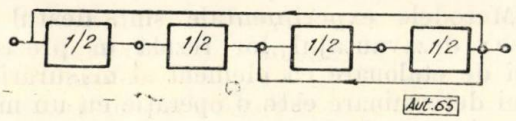


Fig. 1

Putem calcula transmitanţa grafului şi din factorul de divizare.

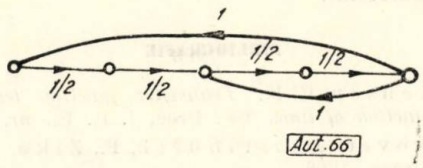


Fig. 2

Avem : $C_1 = 1/16$;

$B_1 = 1/4$;

$B_2 = 1/16$;

$$T = \frac{[C_1(1-B_1)(1-B_2)]^*}{[(1-B_1)(1-B_2)]^*} = \frac{C_1}{1-B_1-B_2} = \frac{1}{11}$$

(deoarece C_1, B_1, B_2 sînt adiacente).
Factorul de divizare va fi 11.

În cazul general se stabilesc expresiile căilor şi buclelor şi, introducînd în formula (1), se stabileşte factorul de divizare.

Se poate obţine cu uşurinţă prin această metodă formulele obţinute pentru cazuri particulare de Montgomery [2].

expresia transmitanţei (toate buclele sînt adiacente).

Avem : $C_1 = \frac{1}{2^n}$, n — numărul de celule binare ;

$$B_i = \frac{1}{2^{b_i - a_i}};$$

$$T = \frac{\frac{1}{2^n}}{1 - \sum_{i=1}^{s} \frac{1}{2^{b_i - a_i}}}$$, s — numărul buclelor de reacţie.

Se obţine formula cunoscută pentru factorul de divizare P :

$$P = \frac{1}{T} = 2^n \left(1 - \sum_{i=1}^{s} 2^{a_i - b_i}\right). \quad (2)$$

Pentru un numărător cu s bucle izolate (fig. 4), expresia transmitanţei se obţine uşor observînd că buclele sînt adiacente cu calea principală C_1, dar nu sînt adiacente între ele.

Vom avea :

$$T = \frac{C_1}{(1-B_1)(1-B_2)\ldots(1-B_s)},$$

unde $C_1 = \frac{1}{2^n}$ şi $B_i = \frac{1}{2^{b_i - a_i}}$.

Deci :

$$T = \frac{\frac{1}{2^n}}{\prod_{i=1}^{s}\left(1 - \frac{1}{2^{b_i - a_i}}\right)}.$$

Obţinem pentru factorul de divizare expresia cunoscută :

$$P = 2^n \prod_{i=1}^{s} (1 - 2^{a_i - b_i}). \quad (3)$$

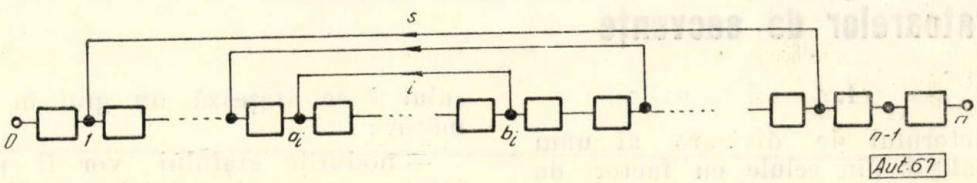


Fig. 3

Formulele obţinute pentru analiza numărătoarelor pot folosi şi pentru sinteza unui divizor cu factor de divizare dat. Putem realiza divizorul sub forma unui numărător cu bucle concentrice sau cu bucle izolate. Din formula (3) se observă că, în cazul buclelor izolate, factorul de divizare este un produs de numere

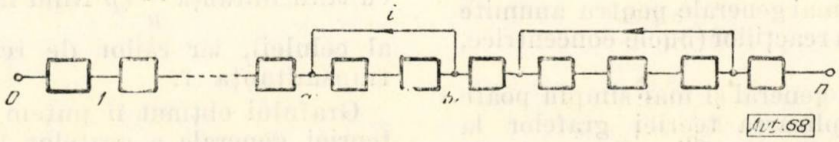


Fig. 4

Pentru un numărător cu bucle concentrice (fig. 3), la care b_i reprezintă indicele nodului de unde porneşte reacţia i, iar a_i — indicele nodului unde ajunge reacţia i, se poate scrie

întregi. Rezultă că folosind astfel de reacţii nu putem sintetiza divizori cu factori de divizare numere prime. De aceea în continuare vom considera doar cazul buclelor concentrice.

În formula (2) vom lua $b_i = n$, deci cazul cînd toate reacţiile pleacă de la ultima celulă. Factorii de divizare ce se pot obţine sînt cuprinşi între 1 (pentru $s = n - 1$) şi 2^n (pentru $s = 0$). Problema care se pune este ca pentru un număr N, care satisface relaţia $1 \leqslant N \leqslant 2^n$, să se precizeze reacţiile care transformă numărătorul cu n celule binare într-un divizor cu factorul de divizare N.

Din formula (2) se obţine pentru $b_i = n$:

$$N = 2^n\left(1 - \sum_{i=1}^{s} 2^{a_i - n}\right) = 2^n - \sum_{i=1}^{s} 2^{a_i}.$$

Deoarece descompunerea unui număr $2^n - N$ în sumă de puteri ale lui 2 este unică, rezultă că exponenţii a_i pot fi cu uşurinţă obţinuţi prin scrierea numărului N ca diferenţă între numărul 2^n cel mai apropiat de N şi o sumă de puteri ale lui 2.

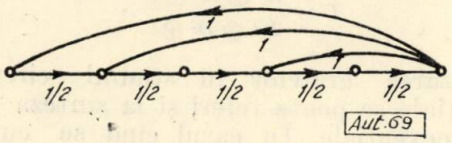


Fig. 5

Exemplu. Fie $N = 21$.

Puterea lui 2 imediat superioară este $2^5 = 32$, deci numărul de celule folosite va fi $n = 5$:

$$21 = 32 - 8 - 2 - 1 = 2^5 - 2^3 - 2^1 - 2^0.$$

Graful corespunzător va fi cel din figura 5.

Acestui graf îi corespunde numărătorul cu celule binare din figura 6.

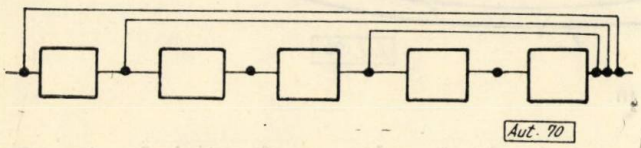


Fig. 6

În cazul în care nu impunem ca reacţiile să pornească toate de la ultima celulă, se pot obţine mai multe grafe care să corespundă aceluiaşi factor de divizare. În aceste cazuri este posibil ca în acelaşi punct să sosească mai multe căi de reacţie, situaţie care impune utilizarea unor întîrzieri pe căile de reacţie. O soluţie unică se obţine în cazul $a_i = 0$, care corespunde situaţiei în care toate căile de reacţie ajung la intrare. Pentru $N = 21$ se obţine circuitul din figura 7.

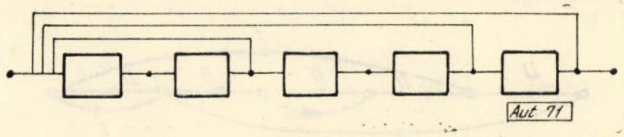


Fig. 7

II.

Teoria grafelor poate fi utilizată şi în cazul circuitelor secvenţiale. Vom considera circuitele secvenţiale liniare, circuite avînd ca elemente de bază celule de întîrziere şi celule de însumare care realizează suma modulo-doi.

Schiţa unui circuit secvenţial liniar este prezentată în figura 8.

Unui astfel de circuit secvenţial i se poate ataşa un graf asemănător cu grafele introduse la numărătoare. Nodurile grafului vor corespunde punctelor de interconectare între celule şi elementelor de însumare modulo-doi. Ramurile vor corespunde celulelor de întîrziere şi căilor de reacţie.

Vom considera că transmitanţa ramurii care corespunde unei celule de întîrziere este dată de operatorul de întîrziere D [3], iar transmitanţa care corespunde căii de reacţie are valoarea 1.

Proprietăţile grafului obţinut vor fi asemănătoare cu cele ale grafelor obişnuite, cu observaţia că însumarea se va face întotdeauna sub forma unei sume modulo-doi.

Graful asociat circuitului din figura 8 va fi cel reprezentat în figura 9.

În continuare vom considera, ca şi la numărătoare, cazul circuitelor secvenţiale la care căile de reacţie pornesc de la ieşire (după ultima celulă de întîrziere).

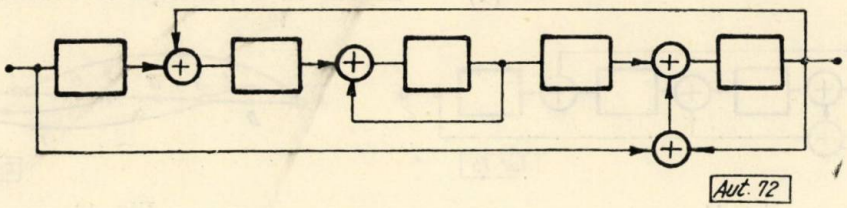


Fig. 8

Pentru aceste circuite, Huffmann [3] a arătat că funcţia de transfer T a circuitului poate fi scrisă sub forma unei fracţii a două

expresii de tip polinom în care termenii sînt puteri ale operatorului de întîrziere D. Acest rezultat se poate obţine cu uşurinţă cu ajutorul grafelor.

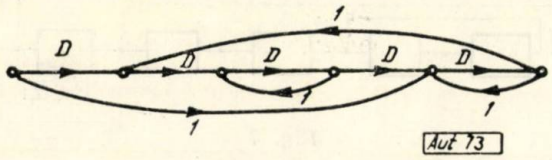


Fig. 9

Pentru a aplica formula generală (1) în care apare semnul —, vom observa că în algebra modulo-doi operaţia de scădere corespunde tot unei operaţii de sumă modulo-doi. În adevăr, definind diferenţa modulo-doi $x = a \ominus b$ (plecînd de la relaţia $a = x \oplus b$), putem stabili tabela de definiţie a diferenţei (tabela 1).

Tabela 1

a	b	$a \oplus b$	$a \ominus b$
1	1	0	0
1	0	1	1
0	1	1	1
0	0	0	0

Rezultă : $a \oplus b = a \ominus b$.

Ţinînd seamă de această observaţie, în formula (1) factorii $(1 \ominus B_i)$ se vor scrie $(1 \oplus B_i)$ şi expresia transmitanţei în cazul grafelor cu sumă modulo-doi va fi :

$$T = \frac{[(C_1 \oplus C_2 \oplus C_3 \oplus \ldots \oplus C_n)\,(1 \oplus B_1)\,(1 \oplus B_2) \ldots (1 \oplus B_k)]^*}{[(1 \oplus B_1)\,(1 \oplus B_2) \ldots (1 \oplus B_k)]^*}. \qquad (4)$$

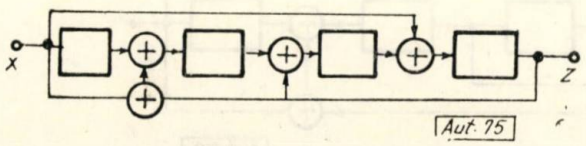


Fig. 11

Graful general al unui circuit de acest tip va avea forma din figura 10.

Am considerat un circuit cu n celule de întîrziere. Vom numerota nodurile începînd de la ieşirea Z către intrarea X, de la 0 la n. Folosind această numerotare, expresiile căilor şi buclelor vor avea expresiile simple :

$$C_i = D^i;$$

$$B_j = D^j.$$

Observînd că toate buclele şi căile sînt adiacente, expresia transmitanţei se scrie :

$$T = \frac{Z}{X} = \frac{\sum\limits_{i=0\,\oplus}^{n} a_i D^i}{1 \oplus \sum\limits_{j=1\,\oplus}^{n} b_j D^j}, \qquad (5)$$

unde $\Sigma_\oplus$ indică faptul că însumarea se face modulo-doi.

În această expresie a_i şi b_j au valorile 1 sau 0, după cum există sau nu cale directă de la intrare la nodul i (pentru a_i) sau cale de reacţie de la ieşire la nodul j (pentru b_j).

Exemplu. Pentru circuitul din figura 11 cu graful din figura 12 transmitanţa T are expresia :

$$T = \frac{D^4 \oplus D^3 \oplus D}{D^3 \oplus D^2 \oplus 1}.$$

Utilizarea grafelor în studiul circuitelor secvenţiale se poate referi şi la sinteza circuitelor secvenţiale. În cazul cînd se cunoaşte funcţia de transfer, se pot utiliza metodele generale ale sintezei grafelor. Astfel se poate folosi metoda dezvoltării în fracţii simple sau metoda de dezvoltare a funcţiei de transfer în fracţie continuă.

O cale mai simplă este realizarea sintezei urmărind un raţionament asemănător cu cel folosit la analiză. Acest procedeu se bazează pe faptul că exponenţii termenilor care alcătuiesc polinoamele reprezintă chiar indicii nodurilor în care sosesc căile de reacţie sau căile directe de la intrare. În acest fel graful se poate construi imediat. O problemă apare la trecerea de la

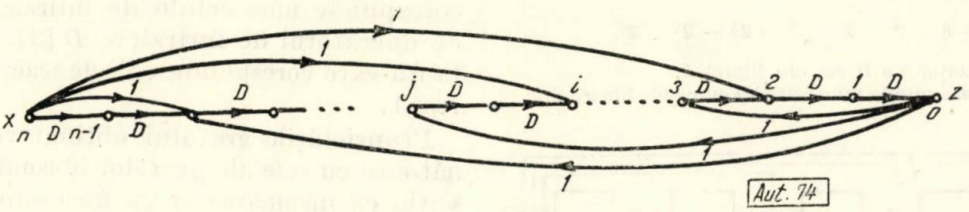


Fig. 10

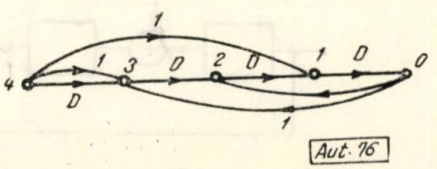


Fig. 12

graf la circuit. Deoarece un element de însumare modulo-doi are doar două intrări şi o ieşire, apare necesar ca în cazul în care în acelaşi nod sosesc şi o cale directă şi o cale de reacţie, suma acestor semnale să fie făcută într-un element de însumare şi rezultatul să fie introdus în elementul de însumare din nodul respectiv. În concluzie fiind dată funcţia de transfer, sinteza se realizează în modul următor:

— se numerotează elementele de însumare dintre celule începînd de la ieşire către intrare;

— se duc căile directe de la intrarea X în punctele cu indici care apar numai la numărător;

— se duc căile de reacţie de la ieşirea Z în punctele cu indici care apar numai la numitor;

— se duc căile de legătură de la un element $X \oplus Z$ în punctele cu indici care apar şi la numărător şi la numitor.

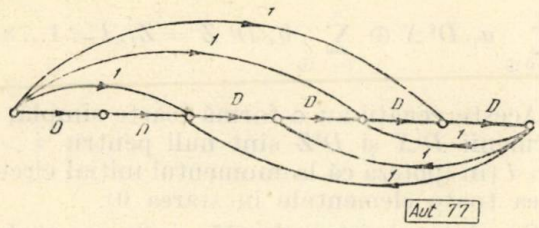


Fig. 13

Exemplu. Fie funcţia de transfer:

$$T = \frac{D^6 \oplus D^4 \oplus D^2 \oplus D}{D^4 \oplus D^3 \oplus D^2 \oplus 1}.$$

Graful şi circuitul corespunzător sînt prezentate în figurile 13 şi 14.

intrare se aplică o succesiune continuă de impulsuri. În funcţie de structura circuitului, la ieşire se obţin diferite succesiuni, pentru fiecare caz răspunsul circuitului fiind un semnal periodic. Acesta este cazul generatorului de secvenţe. Perioada şi structura secvenţei depind de structura circuitului.

Generatoarele de secvenţe pot fi realizate cu elemente de interdicţie [4] sau cu circuite secvenţiale liniare [5]. Exemple de astfel de generatoare realizate cu elemente de interdicţie sînt prezentate în lucrarea [4] (fig. 15).

În continuare vom considera generatoarele de secvenţe realizate cu elemente de întîrziere şi elemente de însumare modulo-doi. La aceste tipuri de generatoare, pentru stabilirea combinaţiei generate se poate utiliza expresia funcţiei de transfer a circuitului. Avantajul acestei metode constă în faptul că nu se face o analiză a stărilor elementelor interne ale generatorului de secvenţe, ci se iau în vedere doar intrarea şi ieşirea.

Folosind formula (5), se poate scrie:

$$\sum_{i=0}^{n} \oplus\, a_i D^i X = Z \oplus \sum_{j=1}^{n} \oplus\, b_j D^j Z$$

şi folosind proprietăţile sumei modulo-doi:

$$Z = \sum_{i=0}^{n} \oplus\, a_i D^i X \oplus \sum_{j=1}^{n} \oplus\, b_j D^j Z. \qquad (6)$$

Această formulă dă simbolul de la ieşire la un anumit moment ca sumă modulo-doi a simbolurilor anterioare de la ieşire şi a simbolurilor anterioare de la intrare. Termenii care intră în sumă sînt aceia ai căror indici i şi j corespund unor coeficienţi a_i şi b_j diferiţi de zero. Indicii i şi j indică numărul de tacturi între simbolul la momentul care interesează şi simbolurile care intră în sumă.

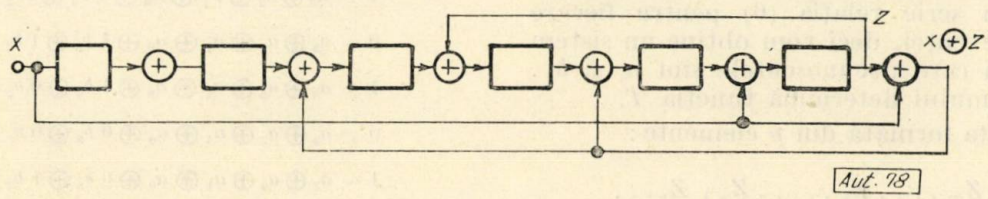


Fig. 14

III.

Circuitele secvenţiale liniare sînt utilizate ca reţele de codare [3], [5]. În acest caz, la intrare se aplică o anumită succesiune de simboluri şi la ieşire se obţine o succesiune legată de prima prin funcţia de transfer a reţelei. Un caz interesant este acela cînd la

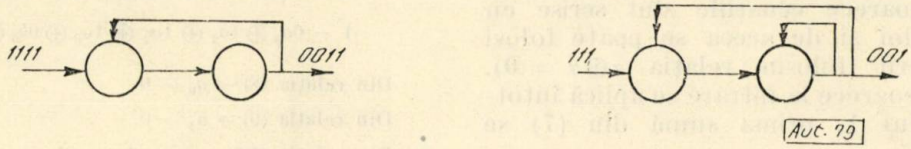


Fig. 15

Cu această formulă se poate afla cu uşurinţă secvenţa de la ieşire, cunoscînd succesiunea de la intrare şi structura circuitului.

Exemplu. Fie circuitul din figura 16.
Funcţia de transfer este :

$$T = \frac{D^3}{D^3 \oplus D \oplus 1},$$

de unde :

$$Z = D^3X \oplus D^3Z + DZ.$$

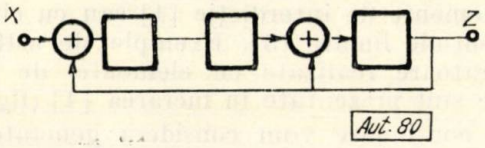


Fig. 16

Aplicînd la intrare o succesiune de simboluri 1, vom avea conform formulei de mai sus :

X 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1

Z 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 0

Secvenţa generată este 0001011 şi are perioada de 7 tacturi.

Folosirea funcţiei de transfer este utilă şi la sinteza generatoarelor de secvenţe. În acest caz se pune problema obţinerii structurii circuitului care dă la ieşire o anumită secvenţă, la intrare fiindu-i aplicată o succesiune de simboluri 1.

Întrucît am stabilit metoda de sinteză a circuitului atunci cînd se cunoaşte funcţia de transfer, problema sintezei generatorului de secvenţe ar fi rezolvată dacă s-ar determina funcţia de transfer corespunzătoare unei anumite secvenţe. Este necesar să fie obţinuţi coeficienţii a_i şi b_i din expresia lui T. Pentru aceasta vom scrie relaţia (6) pentru fiecare simbol al secvenţei, deci vom obţine un sistem de ecuaţii în care necunoscutele sînt a_i şi b_j. Soluţia sistemului determină funcţia T.

Fie secvenţa formată din p elemente :

$$..., Z_1, Z_2, \ldots, Z_k, \ldots, Z_p, Z_1 \ldots$$

Se poate scrie sistemul de p ecuaţii :

$$\left\{ \sum_{i=0 \oplus}^{n} a_i D^i X \oplus \sum_{j=1 \oplus}^{n} b_j D^j Z = Z_k, k = 1, 2 \ldots p. \right. \tag{7}$$

În general rezolvarea sistemului (7) nu este complicată, deoarece ecuaţiile sînt scrise cu sume modulo-doi şi de aceea se poate folosi metoda reducerii (folosim relaţia $\alpha \oplus \alpha = 0$). De asemenea deoarece la intrare se aplică întotdeauna simbolul 1, prima sumă din (7) se scrie $\sum_{i=0 \oplus}^{n} a_i$ (deoarece $D^iX = 1$).

Pentru scrierea sistemului singura problemă care se pune este alegerea lui n, astfel ca să poată fi stabilit un circuit cu un număr suficient de celule care să genereze secvenţa de p simboluri. Pentru orice secvenţă există un număr minim n_{min} de celule care sînt suficiente pentru generarea secvenţei. În cazul în care n ales este mai mare decît n_{min}, la rezolvarea sistemului, termenii a_i cu $i > n_{min}$ rămîn nedeterminaţi, situaţie ce corespunde faptului fizic că se pot adăuga celule de întîrziere fără reacţie, iar structura secvenţei rămîne aceeaşi. Se modifică numai durata regimului tranzitoriu de la începutul aplicării semnalelor la intrarea X, pînă la stabilirea regimului periodic la Z.

Determinarea lui n_{min} se face din relaţia : $p < 2^{n_{min}}$.

Uneori ecuaţiile (7) nu sînt suficiente pentru determinarea tuturor termenilor a_i. Se folosesc în acest caz încă n ecuaţii care se referă la regimul tranzitoriu (primele n simboluri din secvenţă). Aceste ecuaţii sînt de forma :

$$\left\{ \sum_{i=0 \oplus}^{n} a_i D^i X \oplus \sum_{j=1 \oplus}^{n} b_j D^j Z = Z_l, l = 1 \ldots n. \right. \tag{8}$$

Aceste ecuaţii au o formă foarte simplă, căci termenii D^iX şi D^jZ sînt nuli pentru $i > l$ şi $j > l$ (în ipoteza că la momentul iniţial circuitul avea toate elementele în starea 0).

Cu ajutorul sistemelor (7) şi (8) se pot determina toţi coeficienţii ce apar în expresia funcţiei T.

Exemplu. Să determinăm circuitul pentru generarea secvenţei 0010111.

Din relaţia $p < 2^n$ alegem $n = 3$.

Sistemul va fi :

$$0 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 1\, b_3 \oplus 1 b_2 \oplus 1 b_1 ; \tag{1}$$

$$0 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 1\, b_3 \oplus 1\, b_2 \oplus 0\, b_1 ; \tag{2}$$

$$1 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 1\, b_3 \oplus 0\, b_2 \oplus 0\, b_1 ; \tag{3}$$

$$0 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 0\, b_3 \oplus 0\, b_2 \oplus 1\, b_1 ; \tag{4}$$

$$1 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 0\, b_3 \oplus 1\, b_2 \oplus 0\, b_1 ; \tag{5}$$

$$1 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 1\, b_3 \oplus 0\, b_2 \oplus 1\, b_1 ; \tag{6}$$

$$1 = a_3 \oplus a_2 \oplus a_1 \oplus a_0 \oplus 0\, b_3 \oplus 1\, b_2 \oplus 1\, b_1. \tag{7}$$

Adăugăm relaţiile corespunzătoare regimului tranzitoriu :

$$0 = 0a_3 \oplus 0a_2 \oplus 0a_1 \oplus 1a_0 \oplus 0b_3 \oplus 0b_2 \oplus 0b_1 ; \tag{8}$$

$$0 = 0a_3 \oplus 0a_2 \oplus 1a_1 \oplus 1a_0 \oplus 0b_3 \oplus 0b_2 \oplus 0b_1 ; \tag{9}$$

$$1 = 0a_3 \oplus 1a_2 \oplus 1a_1 \oplus 1a_0 \oplus 0b_3 \oplus 0b_2 \oplus 0b_1. \tag{10}$$

Din relaţia (8) $\rightarrow a_0 = 0$.

Din relaţia (9) $\rightarrow a_1 = 0$.

Din relaţia (10) $\rightarrow a_2 = 1$.

Din relaţiile (1) şi (2) $\rightarrow b_1 = 0$.

Din relaţiile (2) şi (3) $\rightarrow b_2 = 1$.

Din relaţiile (2) şi (5) $\rightarrow b_3 = 1$.

Din relaţia (1) $\rightarrow a_3 = 1$.

Funcţia de transfer a generatorului va fi dată de formula (10) şi îi va corespunde circuitul din figura 18 cu graful din figura 17.

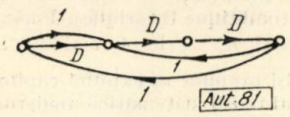
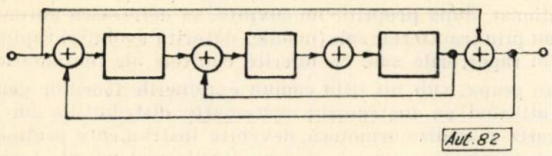


Fig. 17



Fig, 18

Cazuri particulare

Pentru unele secvenţe speciale se pot obţine prin această metodă soluţii utile.

Pentru secvenţa de forma :

$$\ldots, \underbrace{000\ldots0}_{n}, \underbrace{111\ldots1}_{n}, \ldots$$

funcţia de transfer este :

$$T = \frac{D^n}{D^n \oplus 1}.$$

Pentru secvenţa de forma (divizorul cu factor de divizare $n+1$) :

$$, \underbrace{000\ldots01}_{n+1}, \; 000\ldots01$$

funcţia de transfer este :

$$T = \frac{D^n}{D^n \oplus D^{n-1} \oplus D^{n-2} \oplus \ldots \oplus D \oplus 1}.$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Montgomery, F. *The cascaded binary counter with feedback.* In : Journ. of appl. phys., nr. 6, 1951, p. 780—782

[2] Mason, S., Zimmermann, H. *Electronic circuits, signals and systems.* New York, J. Wiley, 1960.

[3] Huffmann, D. A. *The synthesis of linear sequential coding networks.* Symposium on information theory, Londra, 12—16 sept 1955.

[4] Chu Y. *Digital computers design fundamentals.* New York, Mc Graw Hill, 1962.

[5] Chow, P. E. K., Davies, A. C. *The synthesis of ciclic code generator.* In : Electronic eng., nr. 434, april 1964, p. 253—258.

[6] Felea, I. ş. a. *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Bucureşti. Ed. tehnică, 1964.

[7] Spătaru, Al. *Teoria transmisiunii informaţiei.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

RECENZII

R. Tomović. **Introducere în sistemele neliniare de reglare automată** (Introduction to nonlinear automatic control systems). New York, Wiley, 1966, 172 p.

Această carte este scrisă în intenţia de a umple un gol existent în prezentarea modernă a reglării automate. Dificultatea care apare este faptul că teoria sistemelor de reglare automată neliniare nu poate fi considerată ca o simplă extindere a conceptelor şi metodelor folosite în teoria liniară.

Întîi, este necesară o reexaminare a metodelor matematice şi fizice, cerută de tratarea riguroasă a teoriei sistemelor neliniare. Apoi, o dată cu introducerea neliniarităţilor apar fenomene noi, inexistente în teoria liniară. De aceea citirea unei lucrări de teoria sistemelor neliniare pune de cele mai multe ori dificultăţi considerabile.

Foarte mulţi specialişti consideră lucrările privind teoria sistemelor neliniare de reglare automată ca făcînd parte din mecanica neliniară sau ca fiind o ramură a matematicii aplicate. Fără a contesta nivelul matematic foarte ridicat al acestor lucrări, trebuie să remarcăm totuşi că ele se dezvoltă mai ales datorită lucrărilor unor ingineri automatişti şi mai ales că aceste lucrări interesează în primul rînd pe inginerii automatişti.

În ce priveşte organizarea lucrării, aceasta este împărţită în cinci capitole şi conţine două apendice.

În capitolul 1, „Introducere", se prezintă sistemele dinamice, se face o clasificare a neliniarităţilor inginereşti şi se studiază caracteristicile sistemelor dinamice neliniare.

Capitolul 2, „Oscilaţii forţate în sistemele neliniare", ne introduce, deşi foarte pe scurt, în teoria circuitelor cu elemente neliniare. Urmează apoi studiul variaţiei frecvenţei şi amplitudinii oscilaţiilor forţate. Se tratează de asemenea aici oscilaţiile subarmonice şi sistemele dinamice cu reacţie.

Capitolul 3 este intitulat „Metode de analiză". Prima metodă de analiză tratată este metoda planului fazelor, în cadrul căreia autorul discută metoda analitică şi metodele care implică utilizarea calculatorului electronic (analogic sau digital). Tot aici se analizează timpul în planul fazelor şi sistemele de ordin înalt.

După examinarea planului fazelor, se trece la examinarea sistemelor cu neliniaritate slabă (metoda parametrului mic). Metoda funcţiilor de descriere implică, după părerea autorului, utilizarea calculatoarelor electronice. Tot aici autorul discută poziţia neliniarităţii în sistemele automate. Capitolul se încheie cu prezentarea unor metode speciale de analiză.

Capitolul 4 este dedicat studiului problemei stabilităţii. După definiţiile de rigoare, se studiază stabilitatea ciclului limită şi stabilitatea într-un interval de timp finit. Analiza stabilităţii propriu-zise se efectuează după metoda planului fazelor şi după metoda lui Liapunov. Capitolul mai conţine metode de sinteză a funcţiilor Liapunov (forme pătratice şi metoda Lurie), metode de răspuns în frecvenţă şi metoda aproximării liniare.

În capitolul 5, „Sisteme optimale", autorul expune ideile despre limitări şi automatizare şi teoria sistemelor cu viteză optimă de răspuns. Sînt tratate, de asemenea, problemele generale ale sistemelor optimale, principiul maximului şi elemente de programare dinamică.

Mai trebuie menţionat că, în apendicele I, se tratează diagonalizarea matricelor, iar în apendicele II se dă o demonstraţie a teoremei de stabilitate a lui Popov. Lucrarea are un volum relativ mic, dar ea reuşeşte să reunească şi să sintetizeze problemele actuale ale sistemelor neliniare de reglare automată : analiza, stabilitatea, optimizarea. Materialul bibliografic este selectat cu grijă, dar aici putem face obiecţia că cîmpul de cercetare ar fi putut fi extins.

Meritul principal al autorului rămîne acela că a reuşit să elaboreze o lucrare sintetică, de introducere relativ rapidă în teoria actuală a sistemelor automate neliniare, fapt pentru care poate fi recomandată celor interesaţi, cercetători şi ingineri, automatişti şi electronişti, ca şi studenţilor care vor să se iniţieze în această ramură a reglării automate.

Fl. Stănculescu

R. Pallu de la Barrière. **Curs de automatică teoretică** (Cours d'automatique théorique). Paris, Dunod, 1966, 404 p.

Această lucrare îşi propune să expună capitolele clasice ale automaticii utilizînd teorii matematice moderne şi să prezinte o introducere în dezvoltarea cea mai recentă a automaticii, mai ales în materie de optimizare. Autorul, care profesează un curs de automatică la Facultatea de ştiinţe din Caen, a intenţionat, după propriile lui cuvinte, să definească automatica nu prin frontierele sale (mobile, datorită evoluţiei rapide), ci prin raporturile sale cu diferite capitole ale matematicii.

S-au grupat sub un titlu comun expunerile teoriilor generale utilizînd ca instrument matematic distribuţiile lui L. Schwartz şi analiza armonică, devenite instrumente preţioase pentru automatica clasică, şi dezvoltările mai noi ale teoriei reglării automate.

O parte importantă a lucrării este consacrată problemelor de optimizare, ceea ce a condus la tratarea programării liniare şi neliniare, bază indispensabilă pentru studiul ulterior al optimizării sistemelor dinamice.

În ce priveşte problemele aleatoare, autorul tratează teoria proceselor aleatoare şi problemele de optimizare legate de ea.

Lucrarea conţine în total 18 capitole, o bibliografie şi un index. În capitolul 1, „Preliminarii", sînt tratate cîteva noţiuni de matematică modernă, cu aplicaţii în automatică (teoria mulţimilor, spaţii vectoriale topologice, măsuri şi funcţii derivabile). Capitolele 2—4 sînt dedicate distribuţiilor, transformatei Fourier şi transformatei Laplace. Noţiunea de distribuţie (sau funcţie generalizată) are un rol important în teoria automaticii moderne, ca să nu mai vorbim de cele două transformate amintite. Faţă de tratatele clasice de teorie a automaticii, lucrarea de faţă fundamentează mai riguros aceste transformate şi conţine elemente noi, ca transformata Fourier cu mai multe variabile, transformata Laplace a funcţiilor vectoriale şi altele.

Capitolul 5 prezintă elementele de calcul al probabilităţilor, absolut necesare înţelegerii capitolelor următoare. Capitolul 6, „Lanţuri Markov", este de asemenea un capitol pregătitor.

Cu capitolul 7, „Procese aleatoare staţionare de ordinul 2", autorul trece la studiul proceselor direct legate de automatică. Aici sînt tratate probleme privind procesele aleatoare şi generalizări ale teoriei lor. Capitolul 8 tratează teoria sistemelor de reglare liniare, iar capitolul 9, teoria filtrării şi a prezicerii (cu ajutorul ecuaţiei Wiener-Hopf). Capitolele 10 şi 11 sînt ambele dedicate studiului sistemelor discrete, eşantionate, sisteme care au o dezvoltare frumoasă în ultimul timp. Capitolul 12 descrie aşa-numitele mulţimi convexe.

Problemele de programare (liniară, neliniară şi dinamică) sînt tratate în capitolele 13—15 ale lucrării. În capitolul 14 sînt expuse metoda simplex, dualitatea programelor şi parametrizarea. În capitolul 15 se expune metoda programării dinamice cu un exemplu.

Capitolul 16 este dedicat sistemelor markoviene cu comandă sau celor cu comandă şi amplificare. Capitolul 17 se ocupă de comanda în timp minimal a sistemelor liniare.

În sfîrşit, ultimul capitol al cărţii, intitulat „Principiul lui Pontriaghin", se concentrează asupra problemelor comenzii optimale şi prezintă cîteva cazuri de criterii de optimizare.

Modul de expunere se caracterizează prin faptul că autorul demonstrează complet şi riguros toate rezultatele enunţate, nelăsînd pe seama cititorului decît demonstraţiile de rutină. Lucrarea este scrisă într-un stil plăcut şi, deşi este la un nivel foarte înalt, lectura ei este relativ accesibilă inginerului automatist, care are însă o cultură matematică bună.

Cartea se adresează cercetătorilor şi inginerilor automatişti, cadrelor didactice şi studenţilor de la facultăţile de automatică, electrotehnică, electronică şi telecomunicaţii.

Fl. Stănculescu

P. A. Neeteson. **Transistoarele cu joncţiune în montajele de impulsuri.** Philips, 1966, 172 p., 91 ref. bibl., 112 fig.

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte modul de analiză şi calcul al principalelor circuite de impulsuri realizate cu transistoare. Din această cauză, în ea nu se face un studiu în detaliu al comportării interne a transistorului în regim de comutaţie, ci se examinează comportarea circuitelor corespunzătoare pornindu-se de la ipoteza că transistorul este un comutator aproape perfect.

Lucrarea are şapte capitole şi o anexă.

Primul capitol este o introducere în proprietăţile transistorului în regim de comutaţie. Se compară transistorul cu comutatorul ideal şi real, studiindu-se influenţa rezistenţei de contact, a rezistenţei de fugă şi a inerţiei.

Capitolul al doilea clasifică circuitele de impulsuri. Autorul consideră că există trei grupe fundamentale de circuite : generatoarele de impulsuri; formatoarele de impulsuri; divizoarele de frecvenţă şi comutatoarele de nivel.

Restul lucrării este orientat în funcţie de această clasificare. Astfel, capitolul 3 tratează despre generatoarele de impulsuri, fiind prezentate cele două tipuri esenţiale de asemenea circuite : multivibratorul astabil şi oscilatoarele blocking. În capitolul 4 sînt descrise formatoarele de impulsuri: oscilatorul blocking declanşat şi monostabilul, iar în capitolul 5 se analizează bistabilul în regim static şi dinamic. Aceste trei capitole cuprind partea esenţială a lucrării, permiţînd cititorului să capete o cunoaştere temeinică a modului de calcul şi a problemelor principale ce se pun la realizarea circuitelor de comutaţie transistorizate.

Capitolele 6 (montaje auxiliare de impulsuri) şi 7 (circuite logice) completează în mod util monografia, fără a avea pretenţia de a epuiza subiectele respective.

În anexă se tratează despre influenţa tensiunii de polarizare a bazei unui transistor asupra oscilatorului blocking comandat.

Bibliografia referitoare la domeniul lucrării este atît de vastă încît este greu de a o include în totalitate. Cea aleasă de autor are meritul de a acoperi aspectele tratate de lucrare.

Prin stilul ei, deosebit de clar şi concis, lucrarea este un auxiliar preţios al inginerului electronist.

Petre Dimo

A. W. Langill. **Tehnica sistemelor de reglare automată, vol. 1.** Prentice Hall, 1965, 376 p., 271 fig., 52 ref. bibl.

Primul dintre cele două volume despre tehnica reglării automate se ocupă de sistemele liniare. El cuprinde, în mare, două părţi : o parte care se ocupă de analiza sistemelor dinamice şi una care tratează teoria sistemelor de reglare automată.

Primei părţi îi sînt consacrate şase capitole în care este dezvoltată baza matematică necesară părţii a doua. Cele şase capitole sînt : Introducerea, Teoria funcţiilor de variabilă complexă, Modelele matematice ale sistemelor fizice, Transformata Laplace pentru studiul regimurilor tranzitorii, Analiza regimului permanent, Modelarea analogică a sistemelor liniare.

Introducerea matematică din primele cinci capitole este completă şi inginerească. Autorul nu se pierde în demonstraţii sau detalii inutile, selecţionînd cu mult simţ pedagogic aspectele esenţiale pentru inginer. Acestea sînt prezentate într-o legătură strînsă cu realitatea fizică, recurgîndu-se deseori la exemplificări tehnice.

De mare importanţă pentru restul lucrării este capitolul 6. În acesta se prezintă dispozitivele de modelare analogică şi cum trebuie utilizate acestea. Autorul se referă, în exclusivitate, la modelarea cu calculatorul analogic de curent continuu, pe drept de altfel, deoarece acesta este utilizat astăzi în cea mai mare măsură pentru modelarea sistemelor de reglare automată.

Sînt prezentate elementele liniare ale calculatorului analogic de curent continuu, cu proprietăţile şi limitele lor, modul de rezolvare al ecuaţiilor diferenţiale liniare, generarea funcţiilor de timp, precum şi unele aspecte ale programării (factori de scară). Numeroase probleme însoţesc acest capitol, ca de altfel şi pe celelalte.

Partea a II-a a volumului 1 cuprinde şapte capitole : Funcţii de transfer şi scheme-bloc, Sisteme de ordinul I şi II, Erori staţionare, Locul rădăcinilor, Criteriul de stabilitate Nyquist, Diagrame polare, Diagrame logaritmice în planul amplitudine-frecvenţă.

Bazîndu-se pe teoria transformatei Laplace din prima parte, autorul dezvoltă noţiunea esenţială de „funcţie de transfer" în capitolul 7. Un deosebit interes îl prezintă faptul că se expune şi o metodă de stabilire a modelului analogic al unei funcţii de transfer date. Este vorba de stabilirea modelului pe calea modelării ecuaţiei diferenţiale care descrie funcţionarea elementului considerat. Din păcate, exemplificările se opresc la cîteva cazuri simple, desigur foarte curente, dar care nu prezintă dificultăţi sau particularităţi în ce priveşte stabilirea modelului.

Capitolele 8 — 13 sînt constituite în special din dezvoltări matematice, cu aceleaşi calităţi ca în partea I a lucrării, claritate şi concizie. Se remarcă în capitolul 12 un paragraf consacrat utilizării calculatorului analogic pentru stabilirea diagramelor polare. Totuşi acelaşi lucru nu este indicat pentru diagramele amplitudine-frecvenţă, a căror tratare este de altfel surprinzător de succintă.

Lucrarea este completată de două anexe : anexa A care cuprinde una din cele mai dezvoltate liste de transformate Laplace (în total 257 de funcţii) şi anexa B care dezvoltă criteriul de stabilitate al lui Routh.

Probleme în mare număr (96), parţial cu soluţii, şi bibliografia sînt anexate la fiecare capitol.

În ansamblu, lucrarea este scrisă într-un stil deosebit de accesibil, atingînd marea majoritate a problemelor care interesează pe inginerul automatist. Deosebit de interesantă este intenţia autorului de a prezenta aspectele practicii sistemelor automate prin prisma modelării, metodă într-adevăr modernă şi larg utilizată în practică. Din păcate, pe această linie autorul nu merge pînă la capăt, omiţînd numeroase aspecte importante. Indicăm printre acestea lipsa metodelor de modelare a regulatoarelor şi lipsa studiului şi modelării sistemelor liniare cu timp mort.

Petre Dimo

A. W. Langill. **Tehnica sistemelor de reglare automată, vol. 2.** Prentice Hall, 1965, 389 p., 337 fig., 92 ref. bibl.

Volumul 2 al lucrării continuă studiul sistemelor liniare în primele trei capitole (14, 15 şi 16), fiind însă consacrat în cea mai pare parte studiului sistemelor neliniare (următoarele şapte capitole). Meritul mare al lucrării constă, după părerea noastră, în tendinţa de a evita pe cît posibil dezvoltările matematice laborioase, greu accesibile şi de multe ori inutilizabile pentru inginer, în favoarea metodelor practice de studiu, asociate după cum este normal, calculatorului analogic şi calculatorului numeric. Astfel, dezvoltările matematice riguroase sînt destinate mai ales justificării alegerii anumitor căi de rezolvare decît rezolvării propriu-zise a problemelor puse. Aceasta din urmă este lăsată, în marea majoritate a cazurilor, în seama metodelor aproximative asociate calculatoarelor (analogice sau numerice). Din păcate nu se fac deloc considerente legate de precizia anumitor modele propuse, acest lucru putînd fi justificat de faptul că studiul erorilor este în afara obiectului tratat efectiv.

După cum s-a spus mai sus, capitolele 14, 15 şi 16 reprezintă o continuare directă a volumului anterior. În capitolul 14 se discută metode de corecţie cu circuite active şi pasive, ca şi cu elemente mecanice. În capitolul 15 se analizează sistemele cu bucle multiple, atît în planul s, cît şi în planul frecvenţelor. Acest capitol cuprinde şi un exemplu de calcul în detaliu, cu elaborarea modelului analogic şi interpretarea rezultatelor experimentale.

Sistemele liniare cu eşantionare sînt studiate în capitolul 16. Se prezintă bazele matematice ale modulaţiei de impulsuri şi ale transformatei z şi se fac unele consideraţii de analiză şi corecţie a acestor sisteme.

Capitolul 17 este primul capitol care tratează despre neliniarităţi. Acestea sînt clasificate şi examinate într-un mod foarte general. Interesantă şi utilă este prezentarea comparativă a metodelor de studiu ale sistemelor neliniare.

Capitolul 18 este consacrat metodelor de simulare prin dispozitive de calcul analogic al neliniarităţilor ce se întîlnesc în sistemele automate.

Capitolele 19 şi 20 sînt destinate prezentării unor metode analitice aproximative de studiu ale sistemelor neliniare. Se arată că în numeroase cazuri sistemul poate fi liniarizat şi modelat numai cu elemente liniare, pe porţiuni; de asemenea, se indică căile prin care, folosind metoda diferenţelor finite asociată calculatorului numeric, se pot obţine soluţii deosebit de bune. Această din urmă idee, a utilizării calculatorului numeric, este dezvoltată în capitolul următor, prin exemplificarea cu limbajul de programare automată FORTRAN. Cunoaşterea elementelor de bază ale programării îl poate ajuta pe inginerul proiectant să-şi alcătuiască singur programe mici şi medii pentru problemele care îl interesează. Învăţarea unui limbaj de programare automată, ca FORTRAN, face deosebit de uşoară alcătuirea acestor programe, care pot fi utilizate la majoritatea calculatoarelor moderne.

Capitolul 22 rezumă cele două metode analitice mai răspîndite pentru studiul sistemelor neliniare, funcţia de descriere şi planul fazelor. Autorul nu insistă asupra lor.

În fine, în ultimul capitol se face o introducere în metoda variabilelor de stare şi în cea de-a doua metodă a lui Liapunov, metode cu utilizare relativ recentă dar care oferă multiple perspective.

Există o anexă care se referă la calculul filtrelor liniare RC, însoţită de o tabelă deosebit de bogată cu reţele şi cu funcţiile lor de transfer.

În concluzie, utilizarea extensivă a metodelor tehnico-inginereşti de studiu, care se pretează în special calculului automat, face ca lucrarea recenzată să aibă un caracter deosebit de actual. Premisele autorului fac inevitabile unele superficialităţi sau omisiuni (din care cauză cititorul dornic de profunzime şi rigurozitate nu va fi pe deplin satisfăcut), deschizînd în schimb perspective noi pentru cei care se ocupă de studiul practic al sistemelor automate. Stilul deosebit de clar şi concis contribuie şi el la ridicarea nivelului calitativ al lucrării.

Petre Dimo

B e n j a m i n C. K u o. **Sisteme automate cu eşantionare. Analiza şi sinteza.** Traducere din limba engleză, Bucureşti, Ed. tehnică, 1967, 508 pag.

Utilizarea informaţiilor eşantionate în sistemele automate a fost luată în considerare de foarte mult timp în cursul dezvoltării automatizării proceselor de producţie. În ultimii ani însă, sistemele automate folosind informaţii eşantionate au cunoscut o considerabilă dezvoltare în mai multe domenii ale tehnicii (tehnica aerospaţială, construcţii de maşini etc.), ca urmare a avantajelor tehnice şi economice pe care le prezintă, pe de o parte (siguranţă în funcţionare, precizie, stabilitate, transmiterea şi prelucrarea informaţiilor etc.), şi ca urmare a folosirii calculatoarelor numerice în sistemele de conducere, pe de altă parte.

Problemele complexe care au apărut la utilizarea acestor sisteme au dus la dezvoltarea considerabilă a metodelor de analiză şi de proiectare a sistemelor cu eşantionare.

Lucrarea de faţă reuşeşte, printr-o tratare originală a teoriei sistemelor cu eşantionare, să redea într-o formă clară şi uşor accesibilă cele mai importante metode de analiză şi sinteză a acestor categorii importante de sisteme.

Lucrarea recenzată cuprinde în total 12 capitole, 3 anexe, un index alfabetic în limba română şi engleză.

După un capitol introductiv (cap. 1) în care autorul defineşte sistemele cu eşantionare şi numerice, importanţa lor, domeniile de utilizare, se prezintă (cap. 2) descrierea matematică a procesului de eşantionare, ideal şi real, şi desfăşurarea procesului de eşantionare.

În capitolul 3 se prezintă modul de constituire a semnalelor eşantionate prin aproximarea funcţiei iniţiale de timp.

Capitolul 4 este destinat transformatei z şi transformatei z modificate, cu teoremele principale. Tot aici sînt calculate funcţiile de transfer în z, simple şi globale.

Capitolul 5 se referă la analiza sistemelor eşantionate utilizînd funcţiile de transfer, scheme-bloc, grafurile de semnal şi metoda spaţiului fazelor. Tot în acest capitol se discută şi reprezentarea matricială a sistemelor liniare cu eşantionare.

În capitolul 6 se studiază răspunsurile în timp ale sistemelor la mărimi de intrare tipice, stabilitatea (criterii de stabilitate), metode de analiză în planul fazelor şi determinarea erorii staţionare, iar în capitolul 7 se studiază răspunsul la pulsaţii (frecvenţă) al sistemelor cu eşantionare prin modele: diagrama Nyquist şi diagrama Bode.

În capitolele 8 şi 9 se prezintă proiectarea şi corecţia sistemelor cu eşantionare prin circuite logice (compensarea în cascadă, compensarea în reacţie, compensarea cu eşantionare multiplă) şi proiectarea şi sinteza cu ajutorul regulatoarelor numerice, utilizînd metodele clasice de proiectare a compensării numerice pentru sistemele de reglare, dezvoltînd în principal metoda diagramei Bode şi metoda locului rădăcinilor.

Capitolul 10 este destinat studiului eşantionării multiple şi în salt.

În capitolul 11 se prezintă metodele de calcul al sistemelor cu eşantionare la care mărimile perturbatoare, care se aplică asupra sistemelor, au un caracter aleator.

În ultimul capitol al lucrării (12) se dau metode de analiză a sistemelor automate neliniare cu eşantionare (metoda regimului tranzitoriu, metoda planului fazelor, metoda planului incremental al fazelor, metoda funcţiei de descriere).

Pe lîngă numeroasele aplicaţii date în cuprinsul lucrării, se mai dau o serie de probleme interesante, pe capitole, în anexa 1. În anexa 2 se dau, tabelate, transformatele Laplace în z şi z modificate, iar în anexa 3, transformatele mărimii de ieşire pentru sistemele cu eşantionare.

În concluzie, apreciem că lucrarea reuşeşte în mod excepţional să redea la nivel înalt ştiinţific cele mai importante aspecte teoretice ale sistemelor cu eşantionare, fiind prezentate totodată în egală măsură calculul şi proiectarea acestor sisteme.

Lucrarea va fi fără îndoială un îndrumar preţios pentru cercetători, specialişti cu preocupări în domeniul teoriei sistemelor automate, precum şi pentru doctoranţii şi studenţii care se pregătesc în această specialitate.

Traducerea şi apariţia acestei lucrări, pe lîngă celelalte cărţi apărute şi care vor apărea în colecţia „Biblioteca de automatică, prelucrarea informaţiilor, utilizarea calculatoarelor", arată preocuparea Editurii tehnice de a acoperi unele goluri existente în literatura noastră de specialitate.

S. Florea

M. S ă v e s c u, A l. P o p o v i c i, M. P o p e s c u. **Circuite electronice**, vol. 1. Bucureşti, Ed. tehnică, 1967, 484 pag., 59 ref. bibl.

Utilizarea din ce în ce mai largă, în toate domeniile de activitate, a echipamentului electronic presupune că atît specialiştii în electronică, cît şi specialiştii din celelalte sectoare de activitate, să cunoască principiile funcţionale şi constructive ale acestor echipamente. Seria de lucrări originale şi de sinteză publicate anterior de Editura tehnică, cît şi prezenta lucrare, împreună cu volumul 2 care urmează să apară în curînd, au rolul să fundamenteze cunoştiinţele tehnice generale în acest domeniu.

Lucrarea recenzată cuprinde 14 capitole. După un capitol introductiv unde se prezintă noţiunile de bază asupra circuitelor electrice şi semnalelor, sînt studiate (cap. 3) caracteristicile semnalelor care intervin în circuitele electronice. În capitolul 3 al lucrării se face analiza circuitelor electronice prin diverse metode, ca metoda calculului complex, metoda transformatelor Fourier şi Laplace, metoda grafelor etc. În capitolele 4 şi 5 sînt tratate principiile de realizare a amplificatoarelor cu tuburi şi transistoare, fără reacţie şi cu reacţie, în unul sau mai multe etaje de amplificare.

Următoarele patru capitole (6—9) tratează amplificatoarele audiofrecvenţă, videofrecvenţă, radiofrecvenţă şi amplificatoarele parametrice. În capitolele 10 şi 11 sînt prezentate principalele tipuri de amplificatoare de curent continuu şi amplificatoare operaţionale utilizate în tehnica calculului analogic. Amplificatoarele magnetice fac obiectul capitolului 12. Capitolul 13 se referă la amplificatoarele speciale, cum

ar fi: amplificatoarele alimentate în c.a., amplificatoarele sensibile la fază, amplificatoare basculante etc.

În toate capitolele privind amplificatoarele se dau principii funcţionale, relaţii de calcul, se studiază stabilitatea acestora, alimentarea cu energie, domeniile de utilizare.

Ultimul capitol al cărţii se referă la oscilatoarele armonice şi se prezintă modul de calcul al oscilatoarelor RC, LC şi al oscilatoarelor cu cuarţ.

Lucrarea în ansamblu, prin numeroasele scheme şi metode de calcul, reprezintă un material preţios la îndemîna tehnicienilor electronişti şi specialiştilor din alte domenii care utilizează dispozitive şi instalaţii electronice.

S. Florea

J. E. Gibson. **Sisteme neliniare** (Nonlinear automatic control). Traducere din limba engleză, Bucureşti, Ed. tehnică, 1967, 576 pag.

Teoria sistemelor automate neliniare a cunoscut o dezvoltare însemnată în ultimii ani şi pentru rezolvarea problemelor ridicate de această categorie de sisteme au fost elaborate diferite metode de analiză şi sinteză.

În lucrarea de faţă, una dintre cele mai complete lucrări din acest domeniu, se expun într-o formă originală cele mai importante probleme legate de teoria şi calculul sistemelor automate neliniare. După cum arată autorul în prefaţa la ediţia în limba engleză, materialul expus este organizat astfel încît gradul de complexitate creşte aproximativ exponenţial atît în cadrul fiecărui capitol, cît şi pe parcursul cărţii.

Lucrarea conţine 11 capitole, 5 anexe, un index de autori citaţi în carte şi un index de noţiuni. Întrucît autorul consideră că specialiştii care posedă cunoştinţele de bază asupra teoriei sistemelor automate liniare vor progresa rapid în studiul lucrării, în capitolul 1 sînt amintite aceste noţiuni în mod ingenios într-un număr restrîns de pagini, fără a scăpa din vedere şi unele aplicaţii pentru înţelegerea teoriei.

În capitolul 2 sînt prezentate metodele statistice utilizate la analiza şi sinteza sistemelor supuse la zgomote.

În capitolul 3, intitulat „Sistemele eşantionate", se prezintă metodele de analiză a acestor sisteme folosind metoda transformatei z şi z modificate, corecţia sistemelor eşantionate, precum şi sistemele cu eşantionare neliniară.

În capitolul 4, după prezentarea unor metode de calcul numeric, se dau metode de analiză cu formele z, care de fapt constituie metode de calcul numeric, pentru analiza şi sinteza sistemelor automate.

În capitolul 5 se prezintă metode de analiză a sistemelor cu parametri variabili în timp. Se studiază de asemenea şi stabilitatea acestor sisteme. Analiza şi sinteza sistemelor cu parametri distribuiţi este încă nesatisfăcătoare, după cum arată şi autorul, ca urmare a faptului că în trecut aceste sisteme s-au bucurat de puţină atenţie din partea specialiştilor, deşi ele se întîlnesc în mod curent în practica industrială.

În capitolul 6 sînt prezentate metodele de aproximare prin serii, în cazul neliniarităţilor mici.

Capitolul 7 este consacrat analizei sistemelor automate neliniare prin metodele planului fazelor.

Capitolul 8, în care se expune metoda a doua a lui Liapunov, este astfel organizat încă oferă o imagine aproape completă asupra utilizării acestei metode în studiul şi în proiectarea sistemelor automate neliniare.

În capitolul 9 sînt prezentate metodele de analiză a sistemelor de tip releu (on — off systems). Este expusă pe larg, aproape complet, metoda funcţiei de descriere clasică şi specială (funcţia de descriere cu dublă intrare, funcţia de descriere de tip Gauss, funcţia de descriere inversă etc.) pentru analiza şi sinteza acestor tipuri de sisteme.

În capitolul 10 sînt analizate multiplele probleme ale comutaţiei optime, inclusiv probleme de proiectare a frontierii de comutaţie optimă.

În ultimul capitol (11) sînt prezentate principiile de realizare a sistemelor de reglare adaptive. Fiecare capitol al lucrării cuprinde, în afara prezentării teoretice a problemelor, numeroase exemple concrete, ceea ce uşurează însuşirea problemelor expuse.

Caracteristic pentru întreaga lucrare este faptul că problemele sînt abordate într-un mod original, la un înalt nivel ştiinţific, cu multă claritate, şi aproape toate subiectele atacate prezintă importanţă imediată din punct de vedere al cercetărilor acestor tipuri de sisteme.

Considerăm că Editura a fost bine inspirată traducînd această carte, deoarece ea va constitui un instrument de neînlocuit în adîncirea cunoaşterii teoriei reglării automate pentru specialiştii care activează în acest domeniu şi pentru studenţii facultăţii de automatică.

S. Florea

CRONICĂ

Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice în domeniul automaticii. Bucureşti, 16—18 octombrie 1967

Această sesiune a fost organizată de Comisia de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România şi comunicările autorilor români, în număr de 57, au fost prezentate în şase secţii, şi anume:

— teoria sistemelor automate;
— elementele componente ale sistemelor automate;
— aplicaţiile industriale ale automaticii;
— calculatoarele şi folosirea lor în conducerea proceselor industriale;
— telemecanica;
— acţionări electrice.

Sesiunea s-a deschis în aula Academiei, cuvîntul de deschidere fiind ţinut de acad. R. Răduleţ, vice-preşedinte al Academiei, în faţa a peste 250 de participanţi: cadre de conducere din diferite organizaţii, ingineri specialişti din institutele de proiectare centrale şi din combinatele industriale din ţară, membri din învăţămîntul superior universitar şi tehnic, cercetători din institutele de cercetare în domeniul automaticii. În şedinţa plenară care a urmat şedinţei de deschidere, condusă de acad. A. Avramescu, preşedintele Comisiei de automatizare, s-au făcut expuneri de sinteză asupra diferitelor domenii ale automaticii de prof. Gh. Cartianu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România şi vice-preşedinte al Comisiei de automatizare, şi de invitaţii străini la această sesiune, şi anume: dr. ing. I. Benes, director al Institutului de teoria informaţiei şi automatică din Cehoslovacia; dr. S. Carlisle, director al Institutului de cercetări pentru aparatură ştiinţifică din Anglia; prof. R. Tomović, director al Institutului de automatică şi telecomunicaţii din Iugoslavia; prof. H. Müller din Republica Democrată Germană; ing. H. Schiott, preşedintele Asociaţiei inginerilor suedezi; dr. ing. Pallai de la Institutul de cercetări în automatică din Ungaria; prof. B. S. Sotskov, membru al Academiei de ştiinţe din U. R. S. S.

În afară de şedinţele pentru expunerea comunicărilor au mai fost organizate şi patru mese rotunde avînd temele următoare:

— formarea cadrelor şi întreţinerea instalaţiilor automate;

— elemente electronice moderne în automatică;
— elemente micropneumatice;
— identificarea proceselor.

Discuţiile asupra acestor teme, la care au participat şi invitaţi străini, au fost deosebit de animate.

Asemenea şedinţe de comunicări au constituit în trecut o activitate anuală a Comisiei de automatizare, care a fost reluată după o întrerupere de trei ani.

Comentarii asupra comunicărilor prezentate vor fi publicate în numerele viitoare ale acestei reviste. Considerăm de asemenea că discuţiile din cadrul mesei rotunde şi concluziile trase vor prezenta interes pentru cititorii revistei.

Unele concluzii cu caracter general credem că trebuie menţionate de pe acum:

— în unele domenii ale automaticii aplicate progresele realizate în ţara noastră sînt foarte importante şi se situează la un nivel comparabil cu cel mondial. Aceste domenii sînt: acel al acţionărilor electrice reglabile avînd la bază sistemul de elemente UNIDIN fabricat în serie, acel al comutaţiei statice avînd la bază sistemul de elemente UNILOG, precum şi domeniul telemecanicii;

— se constată o importantă dezvoltare a cercetărilor cu caracter teoretic şi aplicativ în cadrul catedrelor de automatică din învăţămîntul superior tehnic, precum şi în Universitate;

— sînt unele domenii, mai ales în ce priveşte cercetările aplicative legate de dezvoltarea elementelor de automatizare, în care preocupările par să fie insuficiente;

— în sfîrşit, succesul meselor rotunde a arătat că este deosebit de folositor să se organizeze, şi în afară de asemenea sesiuni, discuţii asupra unor probleme actuale ale automaticii, cu referire la situaţia din ţara noastră.

Automatică, Metrologie, Calculatoare (AMC), nr. 9

Cu acest număr fosta publicaţie ATM îşi schimbă titlul şi tematica, şi de altfel şi formatul, intenţionîndu-se ca în viitor să se dea o pondere mai mare articolelor privind calculatoarele. Desigur că aceasta corespunde cu tendinţa din literatura ţărilor avansate industrial. În ce priveşte în special acest număr, Editura tehnică a realizat o adevărată premieră mondială. Iată despre ce este vorba. La Congresul al 3-lea al Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC), ţinut la Londra în iunie 1966, în afară de aproximativ 200 de comunicări, s-au prezentat şi 11 expuneri de sinteză făcute de specialişti cu renume mondial. Aceste expuneri sînt prezentate în AMC, nr. 9, Editura tehnică obţinînd dreptul şi tipărindu-le înaintea ediţiei engleze care va apărea de altfel în scurt timp.

Aceste expuneri de sinteză sînt:

— reglare şi automatizare (J. F. Coales);
— stadiul de dezvoltare a teoriei reglării (J. H. Westcott);
— vedere generală asupra concepţiei sistemelor industriale de reglare (H. Chestnut);
— metode noi de comandă a puterii cu tiristoare (E. Gerecke);
— calculatoare numerice „în linie" funcţionînd în timp real (A. J. Young, H. H. Rosenbrock);
— adaptare, învăţare şi autoînvăţare în sistemele de reglare (Ia. Z. Tîpkin);
— reglarea automată şi medicina (I. H. Milsum);
— reglare, economie, progres tehnologic (V. A. Trapeznikov);
— microcircuite (I. C. Vessem);
— sisteme de modelare şi identificare (P. Eykhoff, P. Grinten, H. Kwokernaak);
— proiectarea cu ajutorul calculatoarelor (T. H. Crowley).

Este desigur inutil să insistăm asupra importanţei temelor tratate şi a competenţei autorilor respectivi. Vom menţiona numai că unele dintre texte necesită o concentrare deosebită pentru a fi urmărite, dar că acest efort este pe deplin meritat obţinîndu-se prin aceasta o vedere de ansamblu deosebit de folositoare şi actuală asupra diferitelor aspecte ale automaticii.

Congresul al 4-lea al Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC). Varşovia, 1969.

Federaţia internaţională de automatică (IFAC), din care face parte şi ţara noastră, ca membru fondator, prin Comisia de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România, a organizat pînă acum trei congrese, şi anume: Moscova (1960), Basel (1963) şi Londra (1966).

Congresul viitor are loc la Varşovia, în 16—21 iunie 1969. Tematica congresului este: teoria sistemelor automate; elementele componente ale sistemelor automate; aplicaţii ale automaticii.

Autorii români care doresc a prezenta comunicări se vor adresa la Comisia de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România (Bucureşti, str. Gutenberg 3 bis) pentru a obţine detalii mai ample asupra subiectelor care se recomandă să facă obiectul comunicărilor propuse, precum şi asupra modalităţii prezentării lor pentru selecţionare.

Se menţionează că şi în comunicările cu caracter teoretic este necesar să se indice posibilităţile de aplicare practică.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. Florea — redactor responsabil adjunct; ing. I. Bătrîna; dr. ing. S. Călin; ing. E. Deatcu; dr. ing. M. Drăgănescu; ing. D. Damsker; ing. I. Felea; ing. A. Milea; ing. N. Mirea; ing. I. Papadache; conf. ing. R. Stere; ing. Gh. Ştefănescu; ing. I. Teodorescu; ing. V. Zercicov.

Revista „AUTOMATICA şi ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacţia şi administraţia: Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România, filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: 30 lei anual. Costul unui exemplar: 5 lei. Tiparul: Intreprinderea poligrafică „Informaţia", str Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 6146.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.33

Petrescu, A. :

Nichtlineare Elemente für Analogrechner ausgeführt mit der Zener-dioden.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 1–6

Dargestellt wird das Problem, gewisse Elemente mit nicht linearer Charakteristik zu erhalten (Quadratoren, trigonometrische Funktionen u.s.w.), die für die Analogrechnung benötigt werden.

DK 621-551 : 681.3.041

Călin, S. und *Nitu, C.* :

Der proportionale nummerische Regulator RN-1.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 7–11

Es wird eine neue Type von nummerischem Regulator beschrieben, bei dem — zur Feststellung des Fehlers — die Methode des Vergleiches der eingestellten Grösse mit einer Zahl, durch Entzifferung, verwendet wird.

DK 621.375.9

Florea, S. und *Dumitrache, I.* :

Die verketteten flüssigen Verstärker.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 11–16

Untersucht wird die Dynamik der Verstärker mit Flüssigkeit, sowie deren Verkettung.

DK 621.372.54

Tomescu, F.M.G. :

An das Gauss'sche Signal angebrachter Filter.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 17–20

Vorgeschlagen wird ein Filter, der den Signalen Gauss'scher Form angepasst wird und der dazu verwendet wird, das Nutzsignal dem Geräuschniveau zu entziehen.

DK 621.315.673.1 : 621.382.233

Ponner, I. :

Statische Kontaktgeber mit Thyristoren für Gleichstromkreise.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 21–26

Besprochen wird das Thema der umgekehrten Kommutierung für die Thyristoren der Gleichstromkreise. Ferner werden zwei Varianten von statischen Kontaktgebern gezeigt, die mit Thyristoren versehen sind.

DK 681.325.6 : 621.382.2./3

Simonescu Marga :

Beiträge zum Entwurf der Schemas nichtlinearer Summierung mit Halbleitern.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 26–33

Man untersucht die Festsetzung von Beziehungen zum Entwurf der mit Halbleiterdioden- und trioden erzeugten Koinzidenzkreisen.

DK 621.382.233

Silard, A. :

Die Bestimmung der thermischen Parameter der Thyristoren reduzierter Leistung.

Automatica şi Electronica 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 33–37

Es werden Methoden gezeigt zur Bestimmung der thermischen Parameter der Thyristoren im Impulsbetrieb und bei Gleichstrom.

DK 621.374.32.001.24 : 621.373.001.24 : 518.4

Caprini, M. und *Ciobanu, Tr.* :

Die Anwendung der Graphentheorie bei der Synthese der Sequenzzähler und Generatoren.

Automatica şi Electronia 12, H. 1, Jan-Febr 1968, S. 37–43

Angewandt wird die Theorie der linearen Signalgraphen bei der Synthese der linearen Sequenzkreise und insbesondere bei den elektronischen Zählern.

BUCHBESPRECHUNGEN 44–47

CHRONIK 47–48

SOMMAIRE

CD 681.33

Petrescu, A. :

Éléments non linéaires pour les calculateurs analogiques à diodes Zener.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, jan-févr 1968, p. 1–6

On présente le problème de l'obtention de certains éléments à caractéristique non linéaire (quadrateurs, fonctions trigonométriques, etc.), nécessaires pour le calcul analogique.

CD 621-551 : 681.3.041

Călin, S. et *Nitu, C.* :

Le régulateur numérique proportionnel RN-1.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 7–11

On décrit un nouveau type de régulateur numérique dans lequel on utilise, pour déterminer l'erreur, la méthode de la comparaison de la grandeur réglée avec un numéro, par déchiffrage.

CD 621.375.9

Florea, S. et *Dumitrache, I.* :

Les amplificateurs à fluide mis en circuit.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 11–16

On examine la dynamique des amplificateurs à fluide et leur interconnexion.

CD 621.372.54

Tomescu, F.M.G. :

Philtre adapté pour le signal Gauss.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 17–20

On propose un philtre adapté aux signaux Gauss, utilisé pour extraire le signal utile qui est sous le niveau du bruit.

CD 621.315.673.1 : 621.382.233

Ponner, I. :

Contacteurs statiques à thyristors pour circuits de courant continu.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 21–26

On discute le problème de la commutation inverse des thyristors montés dans les circuits de courant continu et l'on présente deux variantes de contacteurs statiques équipés avec des thyristors.

CD 681.325.6 : 621.382.2/.3

Simonescu Marga :

Contributions à l'établissement du projet des schémas de totalisation non linéaire, à semi-conducteurs.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 26–33

On étudie l'établissement de certaines relations en vue de l'élaboration des projets pour les circuits de coïncidence, réalisés avec des diodes et des triodes semi-conductrices.

CD 621.382.233

Silard, A. :

La détermination des paramètres thermiques des thyristors de faible puissance.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 33–37

On expose des méthodes de détermination des paramètres thermiques des thyristors en régime d'impulsions et en courant continu.

CD 621.374.32.001.24 : 621.373.001.24 : 518.4

Caprini, M. et *Ciobanu, Tr.* :

L'application de la théorie des graphes à la synthèse des compteurs et des générateurs de séquences.

Automatica şi Electronica 12, no. 1, janv-févr 1968, p. 37–43

On applique la théorie des graphes linéaires de signal à la synthèse des circuits séquentiels linéaires et spécialement des compteurs électroniques.

COMPTES RENDUS 44–47

CHRONIQUE 47–48

MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

RFT

electronic

UNEȘTE

PROGRES ȘI CALITATE

Exportator:

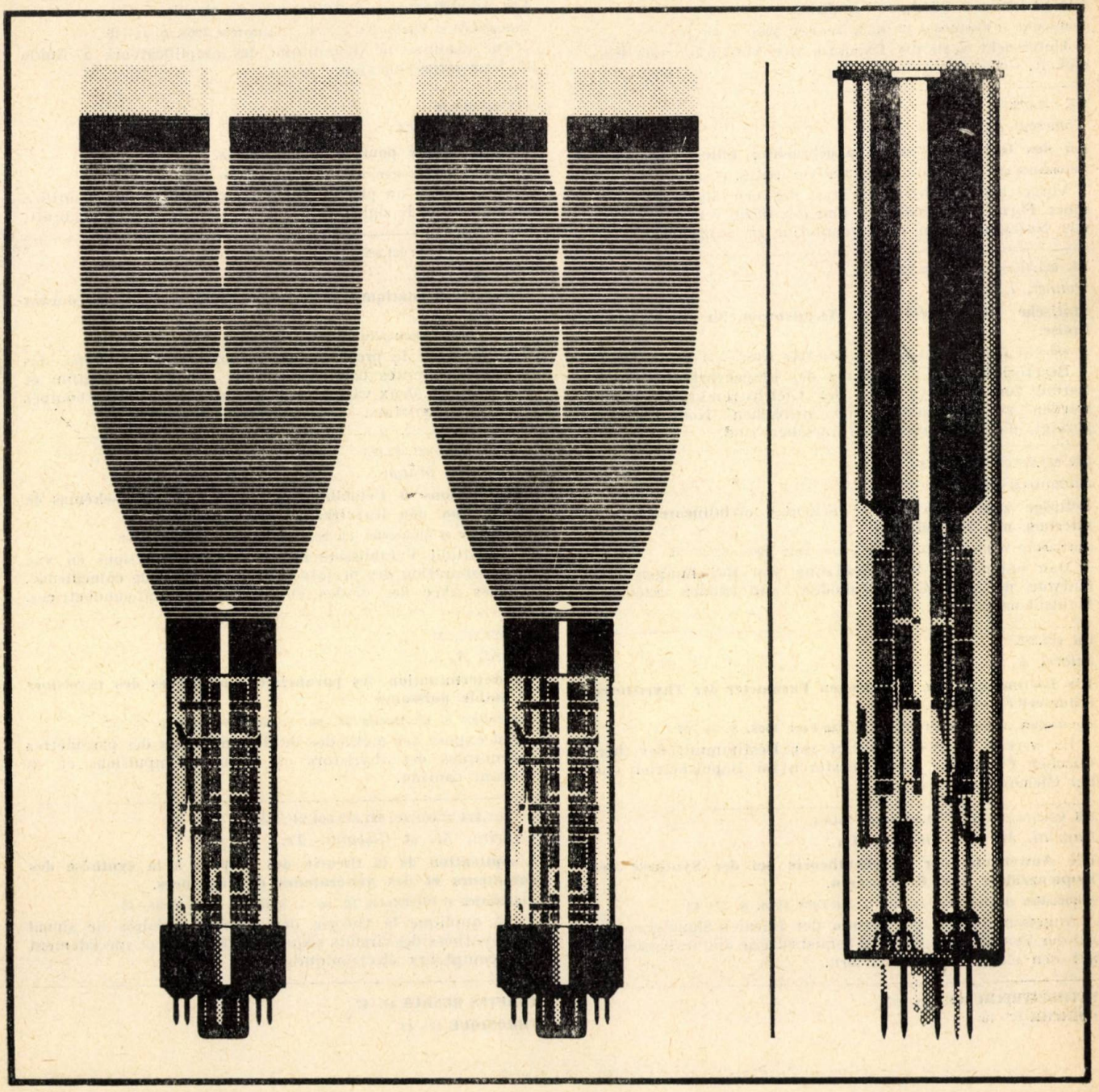
HEIM ELECTRIC

DEUTSCHE EXPORT- UND IMPORTGESELLSCHAFT

102 Berlin, Liebknechtstrasse 14, Republica Democrată Germană

Tuburile electronice

au o largă utilizare în toate domeniile electronicii. Ele nu mai pot fi înlăturate din tehnica, știința și cercetarea actuală, din viața noastră modernă. Tuburile electronice produse de noi sînt rezultatul unei cercetări și unei dezvoltări intense. Vă oferim un bogat sortiment de tuburi oscilografe, tuburi de televiziune, tuburi videocaptoare, endicoane, superorticoane, supericonoscoape. Adresați-vă nouă, vă vom informa cu plăcere. Vizitați-ne la tîrgul din Leipzig.



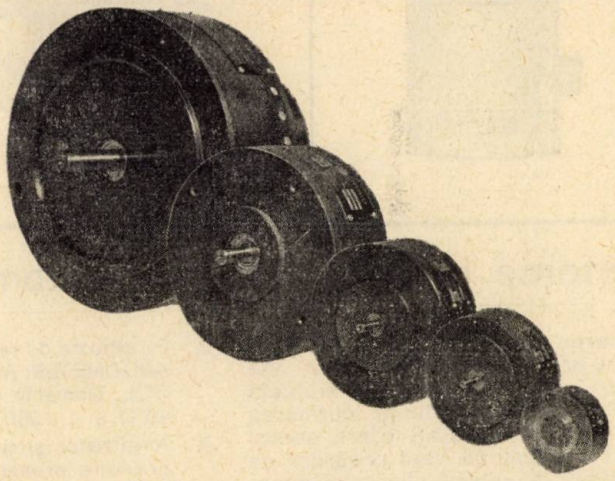
Dacă motoarele sincrone nu pot să rezolve problema Dv., gîndiţi-vă la Motorul Imprimat!

Motoarele Imprimate sînt folosite într-un mare număr de sisteme de reglare a vitezei* pe care nu le pot rezolva motoarele sincrone sau cele asemănătoare lor. Motivele acestei reuşite sînt simple: Motoarele Imprimate dau un cuplu constant în toată gama de viteze de la 0 la 3 000 rot/min şi inerţia lor este foarte slabă.

Controlate cu ajutorul unui sistem electronic adecvat, Motoarele Imprimate permit să se realizeze servomecanisme cu foarte bune performanţe, cerute de industria electronică actuală.

Să nu citäm decît un exemplu: un Motor Imprimat, controlat de un dispozitiv „Phase lock S 1", este echivalent în ceea ce priveşte performanţele cu un motor sincron cu 2 000 de poli avînd o frecvenţă variabilă între 3 kHz şi 100 kHz! Adăugăm că, în acest caz, asta înseamnă că Motorul Imprimat îngăduie o eroare instantanee maximă de 10^{-5} rotaţie pentru o variaţie a sarcinii de 0,7 newton pe centimetru!

Acest exemplu demonstrează în mod evident că Motorul Imprimat permite realizarea unor



sisteme de rotaţie sincrone, unor sisteme de rotaţie cu raport de viteză constant sau variabil după program, fără să fie necesar să se execute cuplaje mecanice între diferite axe.

Pentru informaţii mai ample privitoare la aplicaţiile Motoarelor Imprimate AXEM-SERVALCO la servomecanismele de viteză şi la posibilităţile lor de a înlocui motoarele sincrone, sistemele cu frîne şi ambreiaje, motoarele pas cu pas, sistemele hidraulice sau altele... scrieţi sau telefonaţi la biroul de vînzări AXEM-SERVALCO, S. E. A., 36, quai National, PUTEAUX 92, căsuţa poştală 109, telefon 506-22-35 şi 506-43-54.

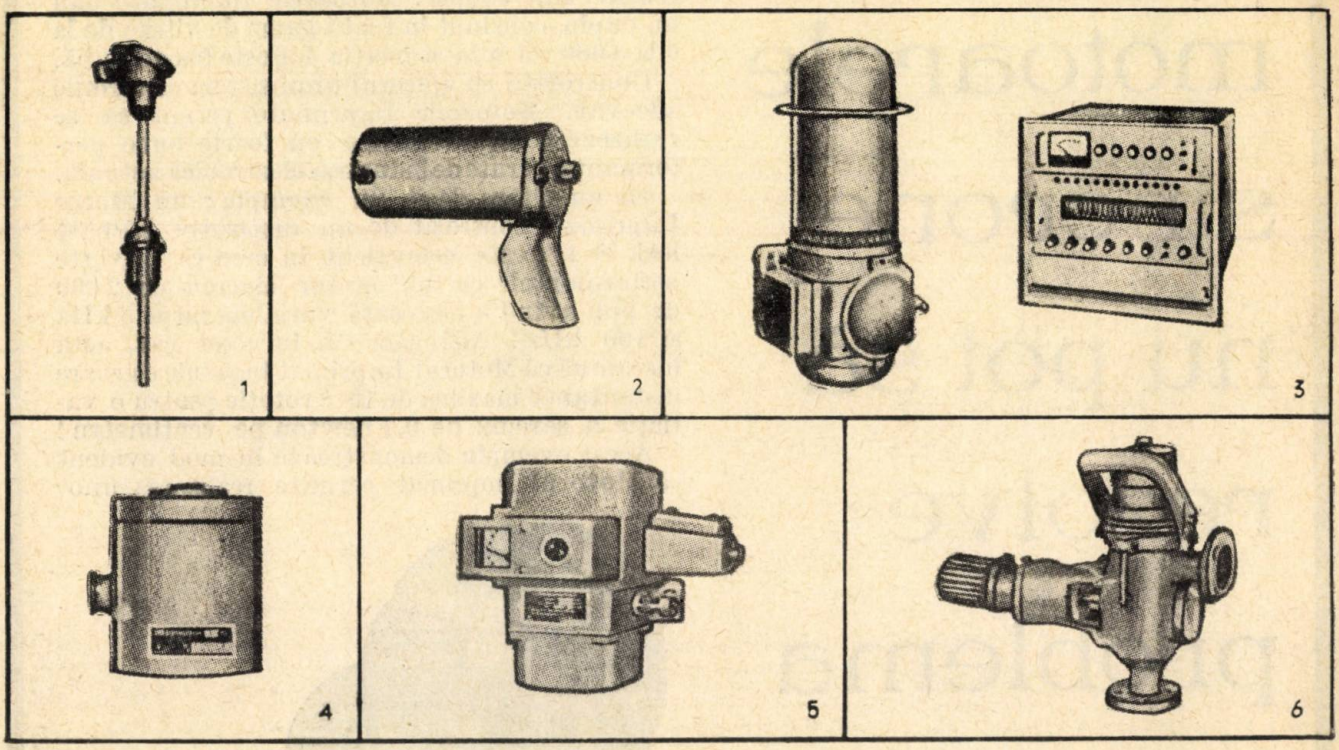
* Aplicaţii: Inregistratoare magnetice analogice de instrumentaţie. Inregistratoare VIDEO. Servomecanisme operatoare pentru calculatoare analogice. Desfăşurătoare-înfăşurătoare cu viteză sau cuplu constant...

BUREAU DE VENTE

MOTEURS IMPRIMÉS AXEM-SERVALCO

S.E.A. 36, Quai National 92 PUTEAUX - France - Tél. 506-43-54, 506-22-35

SIEMENS



Sisteme modulare pentru automatizare

Aplicarea calculatoarelor SIEMENS pentru procese dă automatizării impulsuri noi. În legătură cu aceasta capătă mare importanţă obţinerea informaţiilor. SIEMENS oferă pentru acest domeniu un vast program de aparaturi. Avantajul clientelei noastre: de la traducător pînă la calculator — totul de la un singur furnizor.

Cîteva exemple din gama aparatelor noastre primare:

1. Termometru de rezistenţă şi termoelemente fixabile prin înşurubare. Domeniu de măsurare între — 220°C şi + 1600°C.
2. Pirometre de radiaţie ARDONOX, ARDOMETER, ARDOFOT şi ARDOCOL. Domeniu de măsurare între 40°C şi + 2200°C.
3. Analizator şi dispozitiv de programare cromatografic în fluxul procesului pentru analiza automată a substanţelor în maximum 12 fluxuri cu maximum cîte 6 componente.
4. Dinamometre cu benzi de extensie pentru cîntare electromecanice de toate tipurile, cu o toleranţă de măsură de ± 0,1% şi domenii de încărcare în trepte între 0 şi 100 kp şi 0 şi 100 MP.
5. Convertor de măsură TELEPERM pentru presiune. Presiuni nominale pînă la ND 640. Semnalul de ieşire pentru sisteme unificate de reglaje 0—20 mA sau 0—50 mA.
6. Analizator pH cu curăţitor automat al electrozilor. Domeniu de măsurare între pH=0 şi pH=14.

Informaţii detaliate de la:

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
Wernerwerk für Messtechnik
75 Karlsruhe, Rheinbrückenstrasse 50
Republica Federală a Germaniei

Universalitate tehnică

În întreprinderile SIEMENS lucrează 250 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicaţiilor, al tehnicii de înaltă tensiune şi al tehnicii de măsurare şi reglare, de la producţia de transformatoare pînă la construcţia de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii şi inginerii noştri se străduiesc în continuu să folosească în toate sectoarele atît rezultatele cele mai noi ale cercetării, cît şi rezultatele practice obţinute într-un sector anumit.

Această universalitate a întreprinderilor SIEMENS în întregul domeniu al electrotehnicii — un semn caracteristic al succesului lor — este de un deosebit folos fiecărui client al nostru: fiecare instalaţie construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conţine rezultatul tuturor experienţelor strînse şi valorificate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acţionări speciale, dacă aveţi intenţia să construiţi o centrală de forţă, să automatizaţi o fabrică de laminate sau să măriţi o reţea de telecomunicaţie, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziţie în întreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificaţi.

SIEMENS
AKTIENGESELLSCHAFT

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTJA 1883

INSTITUTUL DE CERCETARI ELECTRONICE

ICE

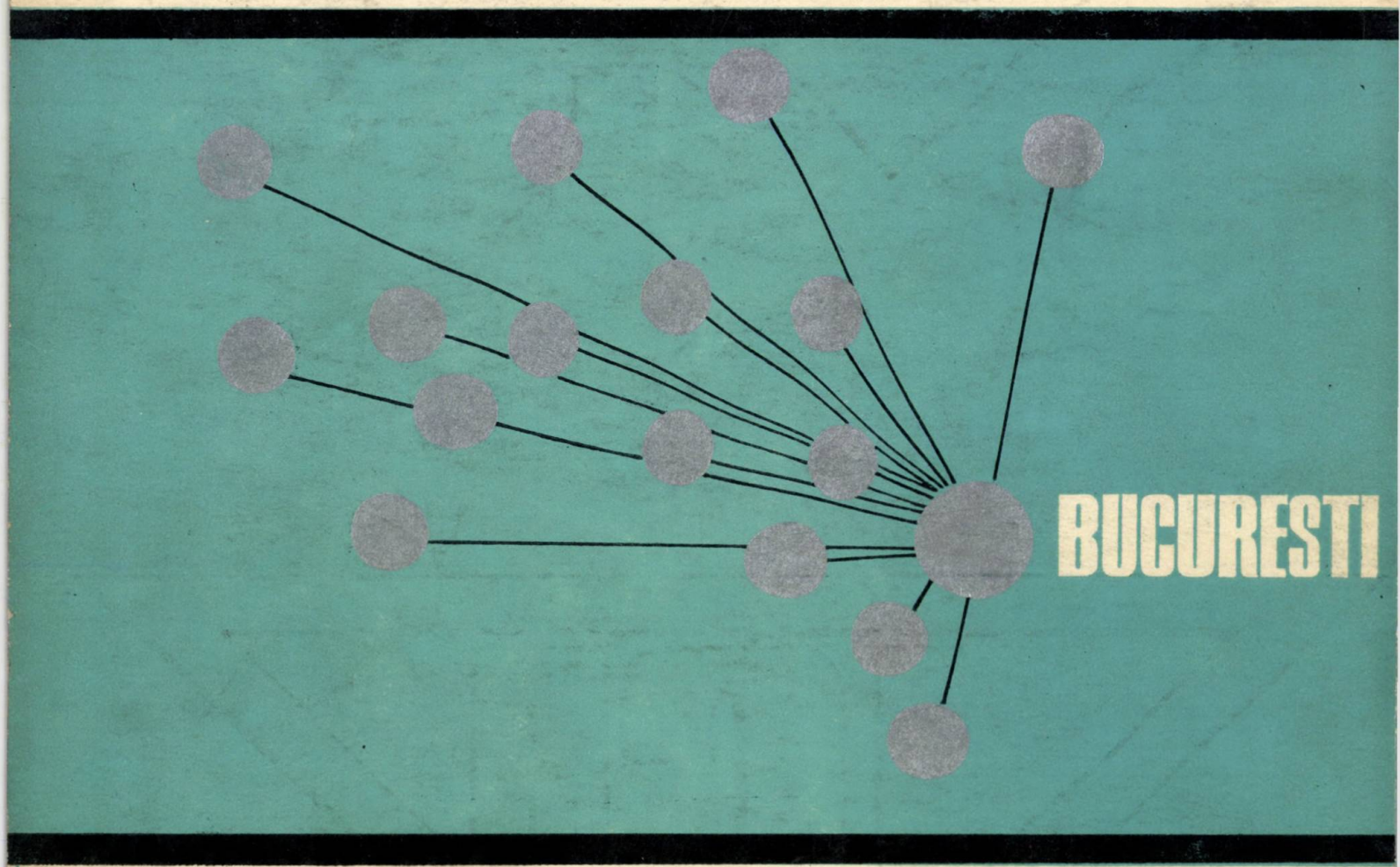
primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară. Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalații electronice:

- aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;
- instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;
- aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;
- materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.

BULEVARDUL KALININ NR. 18, BUCUREȘTI

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1968. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135 BUCAREST/ROUMANIE,



1968 MAR 29

soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

POLOGNE
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

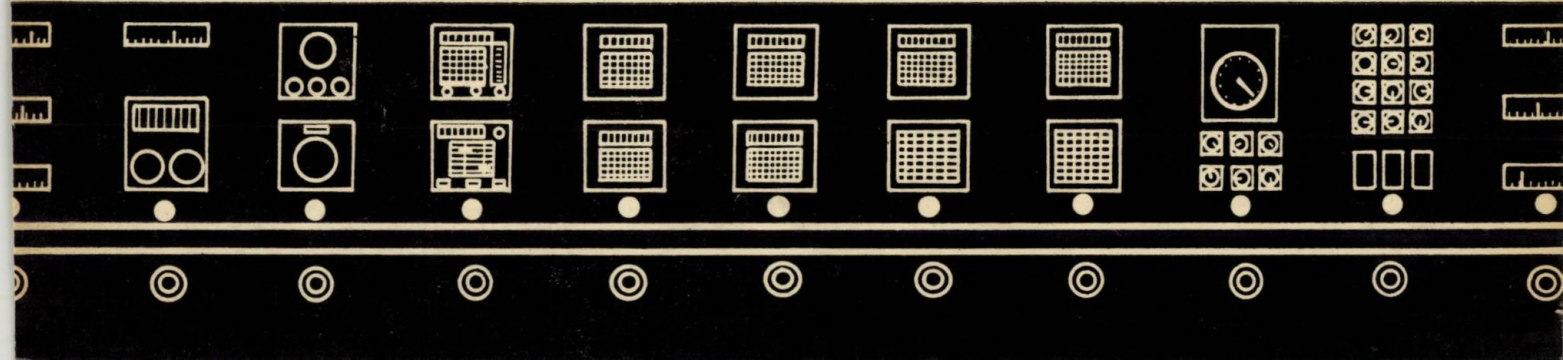
FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICĂ

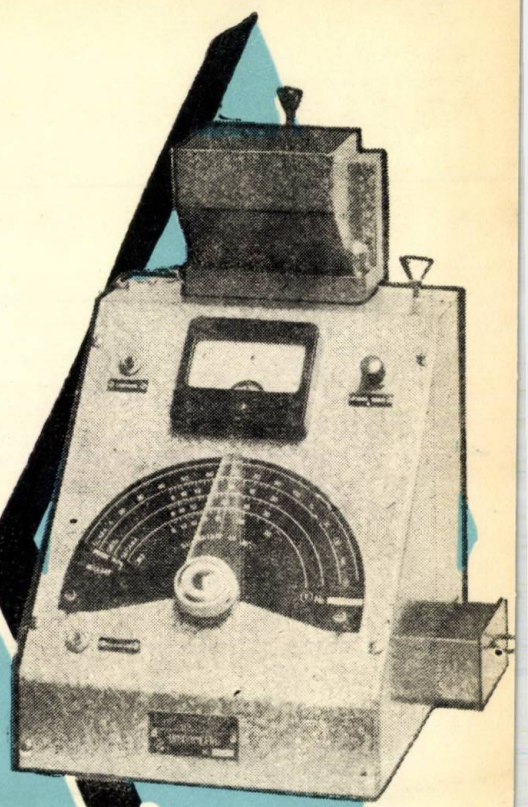
2

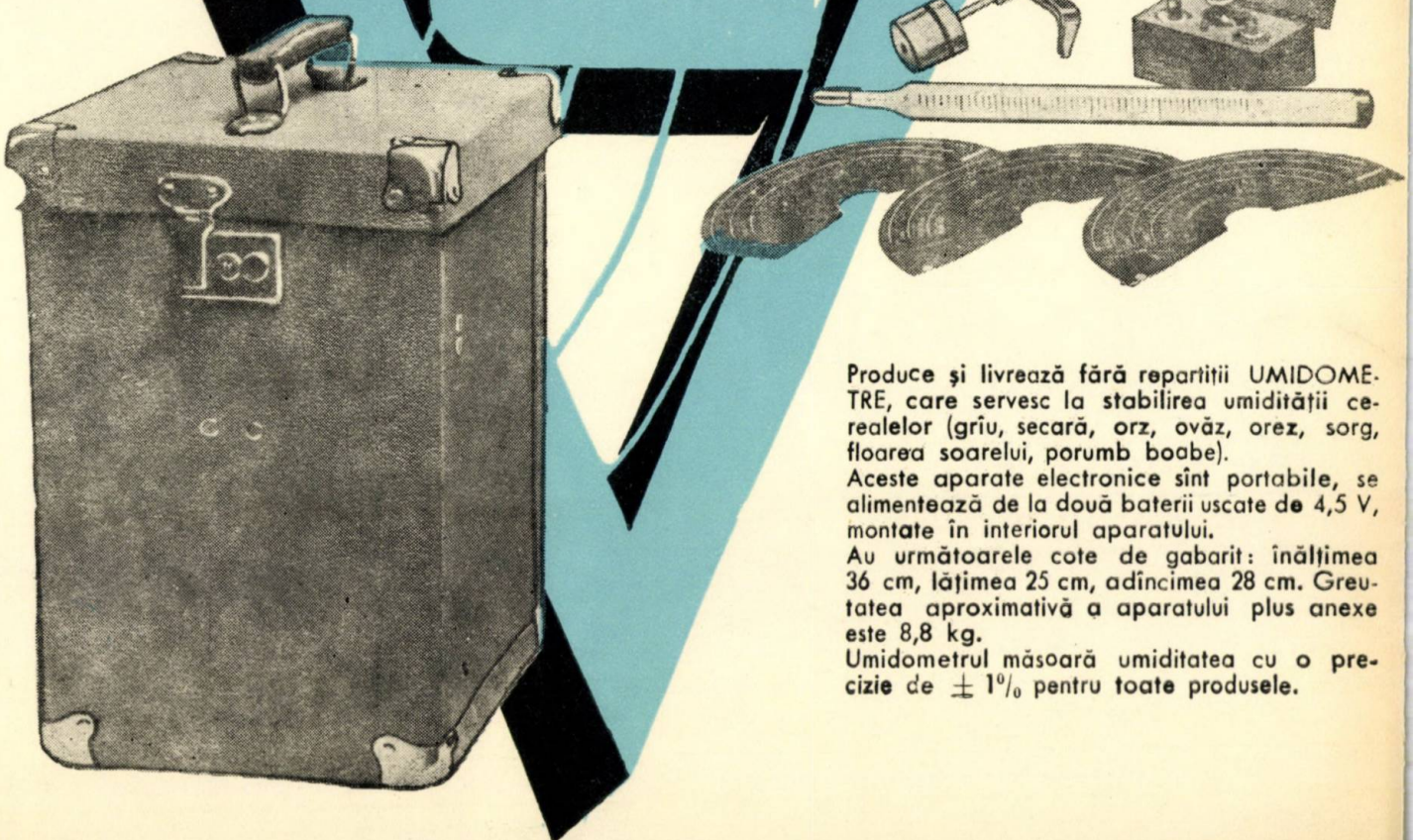
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 12 • Nr. 2 • MARTIE — APRILIE • 1968



uzinele

Electronica





Produce și livrează fără repartiții UMIDOMETRE, care servesc la stabilirea umidității cerealelor (grîu, secară, orz, ovăz, orez, sorg, floarea soarelui, porumb boabe).

Aceste aparate electronice sînt portabile, se alimentează de la două baterii uscate de 4,5 V, montate în interiorul aparatului.

Au următoarele cote de gabarit: înălțimea 36 cm, lățimea 25 cm, adîncimea 28 cm. Greutatea aproximativă a aparatului plus anexe este 8,8 kg.

Umidometrul măsoară umiditatea cu o precizie de $\pm$ 1% pentru toate produsele.

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 2 (martie — aprilie), p. 49—100

CUPRINS

CZ 537.228.2.029.6 : 531.719.33 :621.317.361

Oprică, D. :

Instalaţie pentru măsurarea grosimii peliculelor subţiri depuse în vid.

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 49—54

Se descrie o instalaţie de măsurare a peliculelor subţiri depuse prin evaporare în vid, bazată pe proprietatea unui cristal de cuarţ de a-şi modifica frecvenţa de rezonanţă atunci cînd au loc depuneri pe suprafaţa sa.

CZ 621—551.3 :621.382.2

Dumitescu, Vl. :

Sinteza unui regulator extremal cu elemente de comutaţie statică UNILOG-A.

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 55—62

Se prezintă un regulator extremal de tip „pas cu pas", care poate fi utilizat în instalaţii tehnologice a căror caracteristică statică are un extrem şi numai unul.

CZ 621—501.14 :621—503.4

Cserveny, I. :

O variantă a metodei liniarizării armonice pentru studiul stabilităţii sistemelor automate neliniare (I)

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 63—69

Lucrarea se referă la o variantă a liniarizării armonice, comodă la aprecierea stabilităţii sistemelor neliniare.

CZ 512.831 : 512.312

Vaida, D. :

Aplicaţii ale polinoamelor ortogonale la inversarea matricelor.

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 70—72

Se utilizează proprietăţi ale polinoamelor ortogonale în scopul măririi vitezei de convergenţă a iteraţiilor necesare pentru inversarea unor matrice.

CZ 621.375.55

Racoveanu, N. şi *Dobrescu, Gh.* :

Multiplicator parametric cu diodă condensator.

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 72—75

Se face analiza matematică a schemei unui multiplicator parametric cu diodă condensator.

CZ 621.398.011.1 : 519.211

Deatcu, E. :

Consideraţii privind aprecierea obiectivă a parametrilor sistemelor de telemecanică.

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 75—79

Se expune în general funcţionarea unui sistem de telemecanică şi se analizează, cu ajutorul probabilităţilor, unele caracteristici ale sistemului.

CZ 621.317.311.027.3 : 621.372.5

Herşcovici, H. şi *Teodor, St.* :

Traductor de curent continuu la înaltă tensiune.

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 79—85

CZ 539.1.074.24 : 621.374.3 : 382.4

Poenaru, D. N. :

Forma impulsurilor de la detectoare de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare

Automatica şi Electronica **12**, nr. 2, mart-april 1968, p. 84—94

ACTUALITĂŢI 94—98
RECENZII 98—99
BREVETE 99—100
CRONICĂ 100

CAMERA FEDERALĂ DE COMERȚ DIN AUSTRIA ORGANIZEAZĂ ÎMPREUNĂ CU „PUBLICOM" LA BUCUREȘTI

SĂPTĂMÎNA TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ

AUSTRIA

București, 6—15 mai 1968

Referatele care vor fi prezentate cu această ocazie vor fi însoțite de un bogat material documentar ca : filme, proiecții, prospecte etc. și se adresează specialiștilor în problemele de automatică și electronică. Printre ele semnalăm în mod deosebit :

— automatizarea procedeelor de control la călire (EMCO, Maier & Co) ;
— aparat potențiometric înregistrator pentru laborator (GOERZ) ;
— aparate noi în domeniul defectoscopiei ultrasonore (Kretztechnik) ;
— aparate pentru diagnosticul medical cu ajutorul aparatelor cu ecou ultrasonor (Kretztechnik) ;
— termocompensatoare și termopunți pentru controlul aparatelor de măsurat și reglat temperatura (Norma) ;
— din domeniul microscopiei (Reichert) ;
— sistemul austriac al protezelor bioelectrice (Viennatone) ;
— raționalizarea în industrie prin elemente pneumatice (Festo) ;
— automatizarea în industria chimică și la gospodărirea apelor (tehnica dozajului) (Hauke).

Conferințele, în limba română, vor avea loc în sălile clubului Finanțe-Bănci din str. Doamnei nr. 2 și în sala I.D.T. din str. Cosmonauților nr. 27.

Programul detaliat al tuturor conferințelor din cadrul săptămînii tehnico-științifice Austria, care ține loc de invitație, precum și orice alte informații, se pot obține prin „Publicom", București, Bul. N. Bălcescu nr. 22, tel. 14-75-35.

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XII (pag. 49—100) **nr. 2, martie — aprilie** **București, 1968**

Ing. D. OPRICĂ

Instalație pentru măsurarea grosimii peliculelor subțiri depuse în vid

1. Introducere

În ultimul deceniu peliculele subțiri (cu o grosime ce nu depășește cîțiva microni) au căpătat, pe lîngă aplicațiile optice cum ar fi realizarea de oglinzi, straturi antireflectante, filtre interferențiale, oglinzi pentru lasere și pe lîngă aplicațiile obișnuite din electrotehnică și electronică cum ar fi realizarea condensatoarelor cu armături peliculare, fabricarea celulelor fotoemisive, a tuburilor analizoare de imagine și a tuburilor cinescop, o serie de aplicații noi cu largi perspective în viitor, contribuind la realizarea rezistențelor și condensatoarelor peliculare, a dispozitivelor semiconductoare, a microcircuitelor bidimensionale, a circuitelor magnetice sau supraconductoare peliculare etc.

În multe din aceste aplicații, grosimea peliculei este un factor determinant al proprietăților fizice ale elementului realizat, de aceea cunoașterea sa se impune ca o necesitate de primă importanță.

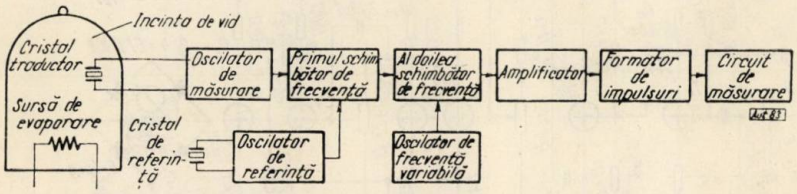


Fig. 1. Schema de elemente a instalației.

Există în prezent numeroase metode bazate pe diferite principii pentru măsurarea grosimii peliculelor subțiri [1].

De dată relativ recentă, metoda care folosește drept traductor de măsurare un cristal piezoelectric capătă utilizări tot mai largi. Fenomenul de scădere a frecvenței de rezonanță a unui cuarț piezoelectric sub influența unei mase adiționale pe suprafața sa este cunoscut de mult, a fost și este folosit la acordarea precisă, pe frecvența dorită, a cristalelor oscilatoare [2], [3].

Primele studii sistematice în vederea utilizării cristalelor de cuarț pentru cîntărirea peliculelor subțiri și pentru microcîntărire le-a efectuat Sauerbrey, cu începere din 1959 [4], [5], [6]. El a arătat că variația frecvenței de rezonanță este liniară cu masa materialului adițional depus. În continuare au fost efectuate numeroase cercetări în această privință. Există în prezent o bogată literatură asupra acestui subiect [4] — [19].

Principiul folosirii cristalelor de cuarț pentru cîntărirea (sau determinarea grosimii) peliculelor subțiri este expus în anexă.

În lucrarea de față se prezintă o instalație electronică complet transistorizată pentru măsurarea directă și continuă a grosimii peliculelor subțiri din orice material (metal, dielectric, semiconductor), depuse în vid pe un substrat de orice natură și care folosește drept traductor un cristal de cuarț.

2. Principiul de funcționare și elementele constructive ale instalației

În figura 1 este dată schema de elemente, iar în figura 3, schema de principiu a instalației realizate.

Traductorul de măsurare este o placă pătrată de cristal de cuarț (tăietură AT), cu aria 15×15 mm^2, introdusă în incinta de vid, pe suprafața sa realizîndu-se depunerea materialului evaporat de sursa de evaporare, concomitent cu depunerea pe substratul de uti-

lizare. Dacă planul plăcii de cuarţ nu coincide cu planul substratului, la determinarea grosimii peliculei depuse pe substrat se va ţine seamă de legile generale ale depunerii [1].

Au fost elaborate două monturi pentru cristalul traductor: o montură simplă nerăcită şi o montură răcită cu apă.

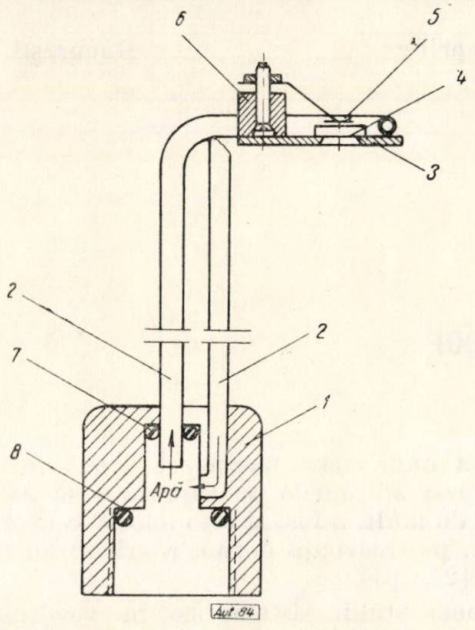


Fig. 2. Montura răcită pentru cristalul de cuarţ:
1 — bucşă de legătură cu electrodul de pe platan; *2* — conducte de Cu pentru răcire; *3* — placă de bază pentru cristal (armătura inferioară); *4* — cristal de cuarţ; *5* — lamelă elastică împreună cu armătura superioară; *6* — suport izolator; *7*, *8* — garnituri de cauciuc.

La montura nerăcită, placa de cuarţ este montată între doi electrozi de alamă argintaţi, fiind sprijinită doar în colţuri pentru a micşora amortizarea. Cîmpul electric este aplicat plăcii prin intermediul unor armături de aluminiu depuse pe feţe opuse. Reglarea presiunii electrozilor pe placa de cuarţ se realizează cu ajutorul unei lamele elastice. Depunerea materialului evaporat pe placa de cuarţ se obţine printr-un orificiu circular practicat în electrodul inferior.

Schiţa monturii răcite este dată în figura 2 [1], [7], [8], [17], [18]. Apa de răcire circulă printr-o conductă care înconjoară placa de cuarţ, fiind în contact cu electrodul inferior, prin care se efectuează depunerea materialului evaporat pe cristal.

Sub influenţa materialului depus, placa de cuarţ îşi micşorează frecvenţa de rezonanţă. Întrucît variaţia relativă a frecvenţei este mică, se preferă măsurarea la o frecvenţă intermediară mai coborîtă. În montajul realizat se face o dublă schimbare de frecvenţă, în urma căreia se obţine chiar variaţia frecvenţei de rezonanţă a plăcii de cuarţ sub influenţa depunerii.

Pentru aceasta, cristalul traductor se introduce într-un montaj oscilator realizat cu transistorul T_1, determinînd frecvenţa oscilaţiilor generate, care este de aproximativ 6 MHz. Am ales pentru oscilator schema Pierce-Colpitts [8], [10], [21], [22], [27], care, neutilizînd alte circuite rezonante, permite oscila-

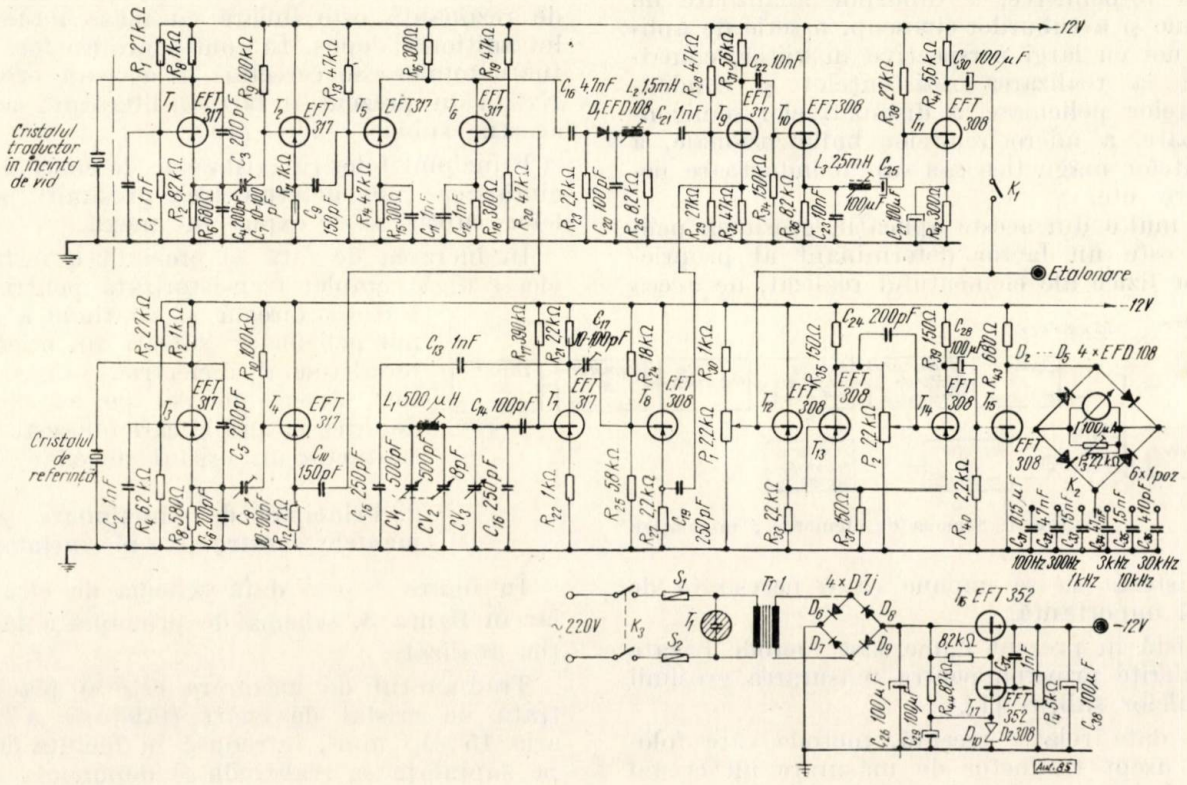


Fig. 3. Schema de principiu a instalaţiei pentru măsurarea grosimii peliculelor subţiri depuse în vid.

torului să-şi modifice frecvenţa în limite largi, cînd frecvenţa cristalului se modifică, fără a fi nevoie de reglarea unor elemente. Întrucît este necesară o legătură simplă şi comodă între cristalul traductor şi oscilatorul de măsurare, se foloseşte conexiunea cu baza comună, în acest fel cristalul avînd doar una din borne la potenţial de înaltă frecvenţă. Legătura se poate face printr-un singur cablu coaxial.

Pentru obţinerea unei înalte stabilităţi a frecvenţei oscilaţiilor generate, de care depinde precizia de măsurare, au fost luate precauţii deosebite. Se foloseşte frecvenţa de rezonanţă serie a cuarţului care nu este efectuată de capacităţile parazite; capacităţile divizorului C_3 şi C_4 au fost alese cît mai mari. Este posibilă folosirea unui cablu între cristal şi instalaţie, cu o lungime de un metru, fără diminuarea stabilităţii oscilatorului. Regimul de oscilaţie este stabilit aproape de limita de amorsare, oscilaţia fiind sinusoidală, evitînd astfel influenţa conţinutului de armonici asupra frecvenţei oscilaţiilor generate. Folosirea unui etaj separator, repetor pe emitor, realizat cu transistorul T_2 înlătură influenţa sarcinii asupra oscilatorului.

Oscilaţia primită de la oscilatorul de măsurare este amestecată în primul schimbător de frecvenţă cu o oscilaţie primită de la un oscilator de referinţă. Acesta din urmă este realizat cu transistorul T_3, fiind stabilizat tot cu cuarţ pe frecvenţa de 6,5 MHz; schema folosită este identică cu cea a oscilatorului de măsurare. Pentru reducerea interacţiunii dintre cele două oscilatoare, schimbătorul de frecvenţă este realizat după o schemă simetrică [14], [15], folosind transistoarele T_5 şi T_6. La aplicarea celor două oscilaţii pe bazele transistoarelor, pe rezistenţa comună de sarcină din colector R_{16}, rezultă o oscilaţie modulată în amplitudine cu un semnal a cărui frecvenţă este egală cu diferenţa dintre frecvenţele oscilaţiilor aplicate. Dacă amplitudinea uneia dintre oscilaţii este mult mai mare decît amplitudinea celeilalte, înfăşurătoarea de modulaţie este aproape sinusoidală [29], [30]. Realizarea raportului optim dintre cele două amplitudini se face prin intermediul condensatoarelor semivariabile C_7 şi C_8, stabilind oscilaţia de la oscilatorul de măsurare la amplitudinea cea mai mică, tot pentru creşterea stabilităţii sale.

Detectînd şi filtrînd această oscilaţie modulată, rezultă prima frecvenţă intermediară, egală cu diferenţa dintre frecvenţele celor două cristale de cuarţ, adică aproximativ 500 kHz, care creşte o dată cu depunerea materialului pe cristalul de măsurare. Detecţia se realizează cu dioda D_1, iar filtrarea, cu grupul $C_{20}L_2$.

Oscilaţia pe prima frecvenţă intermediară este amestecată în cel de-al doilea schimbător de frecvenţă, realizat cu transistorul T_9, cu oscilaţia primită de la un oscilator de frecvenţă variabilă, realizat cu transistorul T_7. Cele două oscilaţii se aplică una pe baza, cealaltă pe emitorul transistorului T_9; în colectorul acestuia rezultă o oscilaţie modulată în amplitudine cu o frecvenţă egală cu diferenţa frecvenţelor celor două oscilaţii aplicate: cea de a doua frecvenţă intermediară. Stabilind, la începutul depunerii, egalitatea frecvenţei oscilatorului de frecvenţă variabilă cu prima frecvenţă intermediară, cea de a doua frecvenţă intermediară este nulă la începutul depunerii şi ea creşte pe măsura creşterii depunerii pe cuarţul traductor, reprezentînd la o anumită scară grosimea materialului depus. Întrucît primele oscilatoare sînt stabilizate cu cuarţ, stabilitatea de frecvenţă a instalaţiei în ansamblu, şi deci precizia de măsurare a grosimii peliculelor depuse, este determinată de oscilatorul de frecvenţă variabilă. Acesta funcţionînd la frecvenţe relativ joase, este asigurată o bună stabilitate a instalaţiei. Gama de variaţie a frecvenţei oscilatorului de frecvenţă variabilă a fost aleasă între 400 şi 600 kHz, permiţînd realizarea de depuneri repetate pe cristalul traductor, înainte de înlăturarea materialelor depuse, şi prelungind astfel viaţa cristalului.

Am ales pentru oscilatorul de frecvenţă variabilă schema Colpitts care permite cu uşurinţă acoperirea gamei de frecvenţă necesară, cu o capacitate variabilă obişnuită C_{v1} şi C_{v2}, asigurînd totuşi o variaţie neînsemnată a amplitudinii oscilaţiei generate de la un capăt la celălalt al gamei. În scopul stabilizării acestei amplitudini şi reducerii influenţei capacităţilor parazite asupra stabilităţii de frecvenţă a oscilatorului, au fost introduse capacităţile C_{15} şi C_{16}, de valoare relativ mare. Şi aici regimul de funcţionare este aproape de limita de amorsare a oscilaţiilor, pentru asigurarea unei bune stabilităţi de frecvenţă. O atenţie deosebită trebuie acordată realizării oscilatorului, pentru a nu permite antrenarea frecvenţei oscilaţiilor generate de semnalul pe prima frecvenţă intermediară [30]. Pentru aceasta, oscilatorul se ecranează cu grijă, iar între el şi cel de-al doilea schimbător de frecvenţă se introduce etajul separator repetor pe emitor, realizat cu transistorul T_8. S-a putut obţine astfel semnal pe cea de a doua frecvenţă intermediară cu frecvenţa, pornind chiar de la fracţiuni de herţi. Reglarea fină a frecvenţei se efectuează cu capacitatea variabilă C_{v3}.

Oscilaţia modulată din colectorul transistorului T_9 este detectată şi filtrată, rezultînd semnalul pe cea de a doua frecvenţă intermediară. Stabilirea gradului de modulaţie şi, în consecinţă, a purităţii oscilaţiei pe cea de a doua frecvenţă intermediară rezultată prin detecţie se realizează reglînd cu C_{17} amplitu-

dinea oscilaţiei de la oscilatorul de frecvenţă variabilă la intrarea transistorului T_9, astfel încît să fie mult mai mare decît amplitudinea semnalului pe prima frecvenţă intermediară. Se evită astfel dificultăţile întîlnite la măsurarea frecvenţelor prin metoda heterodinării [30].

În scopul reducerii influenţei detectorului asupra schimbătorului de frecvenţă, acesta este realizat cu transistorul T_{10}, avînd sarcina în emitor. Se obţine astfel, după filtrarea cu C_{23} şi L_3, semnalul pe cea de a doua frecvenţă intermediară aproape sinusoidal, chiar pentru frecvenţe de ordinul herţilor.

Pentru a măsura frecvenţa acestui semnal se foloseşte principiul frecvenţmetrelor cu citire directă [30]. Semnalul sinusoidal este transformat în impulsuri dreptunghiulare de amplitudine constantă, care încarcă un condensator, componenta continuă prin acesta din urmă fiind proporţională cu frecvenţa semnalului aplicat. Astfel, după o amplificare prealabilă realizată cu transistoarele T_{11} şi T_{12}, semnalul este aplicat formatorului de impulsuri, constituit de circuitul basculant Schmitt [26], [28] cu transistoarele T_{13} şi T_{14}. Pentru o acţionare sigură a triggerului, între primul amplificator şi trigger s-a introdus etajul separator repetor pe emitor, cuplat direct cu triggerul. Prin reglarea succesivă a potenţiometrelor P_1 şi P_2 se poate minimaliza histerezisul caracteristicii de releu a triggerului, obţinînd impulsuri cu coeficient de umplere constant şi egal cu 0,5. În scopul accelerării basculării şi îmbunătăţirii fronturilor impulsurilor generate a fost prevăzut condensatorul C_{24}. Trebuie menţionat faptul că amplitudinea semnalului aplicat trebuie să depăşească de cîteva ori semnalul minim necesar pentru basculare, în scopul unei acţionări sigure, avînd în vedere variaţiile posibile datorite temperaturii.

Impulsurile dreptunghiulare formate sînt amplificate în etajul final realizat cu transistorul T_{15}, care funcţionează în regimul de comutaţie. Pe rezistenţa de sarcină a acestuia R_{43} se obţin impulsuri dreptunghiulare, de amplitudine constantă şi cu frecvenţa de repetiţie egală cu cea de a doua frecvenţă intermediară. Acestea încarcă şi descarcă unul dintre condensatoarele $C_{31} - C_{36}$ care, împreună cu rezistenţa R_{43}, realizează diferenţierea impulsurilor, curentul trecînd prin microampermetrul I. Datorită punţii de redresare, realizată cu diodele $D_2 - D_5$, se foloseşte atît încărcarea cît şi descărcarea condensatoarelor. Curentul mediu care trece prin microampermetru este proporţional cu cea de a doua frecvenţă intermediară, deci reprezintă, la o anumită scară, grosimea materialului depus pe placa de cuarţ.

Alegerea domeniului de măsurare se face prin schimbarea constantei de timp a grupului de derivare, obţinută prin schimbarea capacităţilor. Au fost stabilite şase game de măsurare: 100, 300 Hz, 1, 3, 10, 30 kHz, eligibile prin comutatorul K_2. Alegînd judicios condensatoarele $C_{31} - C_{36}$, a fost posibilă stabilirea frecvenţelor maxime, măsurabile pe toate gamele cu un singur element reglabil, potenţiometrul P_3. Verificarea etalonării se realizează aplicînd un semnal de la un generator exterior, în acest scop fiind prevăzută borna „etalonare".

Alimentarea instalaţiei se face de la o sursă stabilizată de construcţie obişnuită [26]. Dat fiind consumul redus al instalaţiei, este suficientă folosirea unui transistor de mică putere, prevăzut cu un radiator, T_{16}, drept element comandat serie.

3. Performanţele realizate şi concluzii

Pentru etalonarea instalaţiei au fost efectuate depuneri repetate de aluminiu şi cupru pe cristal şi pe o lamelă de microscop, care a fost cîntărită înainte şi după depunere cu o balanţă analitică, determinînd astfel masa depusă. S-a obţinut o bună liniaritate a variaţiei de frecvenţă cu masa depusă, rezultînd o sensibilitate de cîntărire egală cu 4×10^7 Hz cm^2/g, pentru un orificiu prin care se face depunerea cu un diametru de 8 mm. Această cifră este comparabilă cu cele citate în literatură [1], [4], [7], [11], [12], [15], [17], [18], [19].

Din valoarea indicată a sensibilităţii de cîntărire rezultă sensibilitatea la determinarea grosimii pentru diferite materiale utilizate de noi în depuneri (presupunînd densitatea peliculei egală cu densitatea materialului masiv), şi anume: 0,88 Hz/Å pentru oxid de siliciu, 1,08 Hz/Å pentru aluminiu, 2,78 Hz/Å pentru crom, 3,28 Hz/Å pentru cromnichel, 3,56 Hz/Å pentru nichel şi cupru, 4,2 Hz/Å pentru argint şi 7,6 Hz/Å pentru aur. Presupunînd deviaţia de frecvenţă minimă măsurabilă egală cu 10 Hz (10% din indicaţia maximă a scării celei mai sensibile), urmează că se pot pune în evidenţă straturi de 10 Å de oxid de siliciu şi aluminiu şi chiar de 1 Å de argint şi aur.

În figura 4 este dată calibrarea experimentală a instalaţiei pentru depuneri de monooxid de siliciu.

Precizia de citire a frecvenţei este mai bună decît 2% din indicaţia maximă pe oricare scară.

Variaţia bruscă a tensiunii de alimentare a instalaţiei cu $\pm 20\%$ produce o variaţie de frecvenţă de 10 Hz.

Creşterea temperaturii cuarţului traductor între 25 şi 70°C produce o variaţie maximă a frecvenţei de 60 Hz (deci unghiul de tăiere este 30°15′) [3]. În cazul unor surse de evapo-

rare de dimensiuni mici şi al unor viteze de evaporare uzuale, se poate utiliza montura nerăcită. În cazul surselor de evaporare mari şi al unor viteze de depunere mici, va fi necesară utilizarea unei monturi răcite cu apă [1], [7], [8], [17], [18].

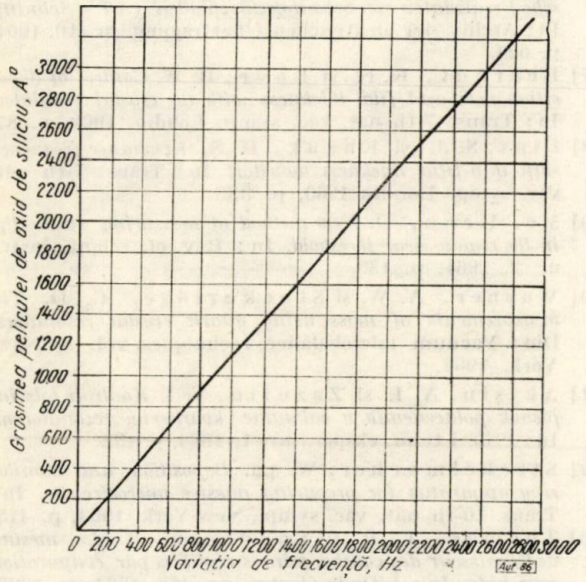


Fig. 4. Calibrarea instalaţiei pentru măsurarea grosimii peliculelor subţiri depuse prin evaporare în vid.

Folosirea instalaţiei descrise conferă următoarele avantaje :

Permite măsurarea directă şi continuă a grosimii peliculelor subţiri din orice materiale, depuse în vid în orice ordine, chiar în timpul producerii lor. Pentru un material dat şi o geometrie a instalaţiei de depunere dată, aparatul indicator poate fi gradat direct în grosime. Este suficientă etalonarea cu un singur material. Pentru alt material de densitate cunoscută, etalonarea rezultă imediat.

Sensibilitatea este suficientă pentru a pune în evidenţă cele mai subţiri pelicule care intervin în majoritatea aplicaţiilor.

Deoarece oscilatorul de măsurare nu foloseşte circuite acordate, este posibilă încărcarea cuarţului traductor pînă la o deviaţie de frecvenţă mai mare decît 100 kHz (2% din frecvenţa iniţială), fără să fie necesară înlăturarea straturilor depuse. Montura permite demontarea uşoară şi curăţarea chimică a plăcii de cuarţ atunci cînd este nevoie. Înainte de o nouă utilizare este necesară redepunerea armăturilor.

Folosirea dublei schimbări de frecvenţă asigură o înaltă stabilitate instalaţiei, realizînd concomitent comoditatea în exploatare prin posibilitatea aducerii la zero a indicaţiei ori de cîte ori este nevoie. Pe intervale de timp de 15 minute nu se constată o variaţie de frecvenţă sesizabilă pe scara de 100 Hz a aparatului.

Instalaţia se pretează uşor la înregistrarea grosimii, la controlul şi automatizarea procesului de depunere (păstrarea vitezei de depunere constantă, oprirea depunerii la o grosime dorită etc.) [1], [7], [8], [12], [16], [19], [20].

Dezavantaje ale instalaţiei pot fi considerate următoarele :

Pentru pelicule foarte subţiri (sub 100Å) apar erori datorită faptului că densitatea peliculei diferă de densitatea materialului masiv şi datorită faptului că natura şi temperatura suprafeţei pe care se face depunerea sînt diferite de cele ale cristalului traductor, ceea ce poate avea drept consecinţă o acoperire masică diferită pe cele două suprafeţe.

Este necesară curăţarea sau schimbarea periodică a cristalului traductor.

ANEXĂ

La metodele care măsoară grosimea peliculelor subţiri prin cîntărire, grosimea stratului g rezultă din masa sa m, fiind :

$$g = \frac{m}{A \cdot d}, \tag{1}$$

cînd sînt cunoscute aria A pe care se realizează depunerea şi densitatea d a materialului depus.

Pentru o placă de cristal piezoelectric care execută oscilaţii de forfecare pe grosime, frecvenţa de rezonanţă proprie f_0 este

$$f_{0,n} = \frac{n \cdot N}{G}, \tag{2}$$

unde :

n este ordinul modului de oscilaţie ;
N — constanta de frecvenţă a plăcii oscilante ;
G — grosimea plăcii.

Pentru oscilaţia fundamentală $n = 1$ şi :

$$f_{0,1} = \frac{N}{G}. \tag{2'}$$

Constanta de frecvenţă a plăcii depinde, pe lîngă densitatea cuarţului, şi de constanta de elasticitate, care este funcţie de unghiul de tăiere şi, în mică măsură, de faptul că placa are dimensiuni finite.

Pentru aplicaţii în instalaţii de evaporare, unde placa de cuarţ se poate încălzi foarte mult, sînt necesare plăci cu un coeficient termic al frecvenţei nul. Tăieturile care dau plăci subţiri şi care pot fi excitate pentru a executa oscilaţii de forfecare pe grosime (adică oscilează pe frecvenţe înalte) şi avînd coeficientul termic al frecvenţei nul sînt AT şi BT. Aceste tăieturi sînt caracterizate de unghiul de tăiere θ format de planul plăcii cu axa optică Z (dacă plăcile sînt paralelipipedice, o latură este paralelă cu axa X) :

$$\theta_{AT} = 35°5' \ldots 35°15' ;$$

$$\theta_{BT} = -49° \ldots -50°$$

şi dau valori pentru constanta de frecvenţă :

$$N_{AT} = 1\,665 \ldots 1\,675 \text{ kHz. mm} ;$$

$$N_{BT} = 2\,495 \ldots 2\,500 \text{ kHz. mm}.$$

Aplicarea cea mai largă în scopul expus au găsit-o plăcuţele cu tăietura AT cu $\theta = 35°10'$, care au coeficientul termic al frecvenţei nul între — 20°C şi 60°C chiar.

Întrucît suprafaţa plăcii este un plan nodal de oscilaţie, orice depunere masică adiţională influenţează frecvenţa de oscilaţie doar prin masa sa inertă, nu şi prin proprietăţile elastice.

Frecvenţa modificată satisface relaţia:

$$f_n^2 = f_{0,n}^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{n}{D \cdot G} \cdot \frac{2k \cdot m}{A}} \tag{3}$$

unde

f_n este frecvenţa după depunere;
$f_{0,n}$ — frecvenţa proprie de rezonanţă a plăcii;
n — ordinul de oscilaţie;
D — densitatea plăcii;
G — grosimea plăcii;
k — un coeficient apropiat de unitate, dependent de distribuţia masei pe suprafaţa plăcii;
m — masa depusă;
A — aria pe care se face depunerea.

Apare o variaţie de frecvenţă:

$$\Delta_f = f_n - f_{0,n}, \tag{4}$$

care dacă $\frac{\Delta f}{f_{0,n}} \ll 1$ se poate obţine din (3) dezvoltînd în serie şi păstrînd doar doi termeni:

$$\Delta f = - \frac{k \cdot n \cdot m}{A \cdot D \cdot G} \cdot f_{0,n} \cdot \tag{5}$$

Introducînd constanta de frecvenţă $N = \frac{f_{0,n}}{n} \cdot G$,

se obţine:

$$\Delta_f = - \frac{k \cdot f_{0,n}^2}{N \cdot D} \cdot \frac{m}{A} \tag{5'}$$

sau:

$$\Delta_f = - C_f \cdot a_m. \tag{6}$$

Constanta:

$$C_f = \frac{k \cdot f_{0,n}^2}{N \cdot D} \tag{7}$$

este „sensibilitatea de cîntărire" şi înglobează constantele care caracterizează o placă dată, inclusiv influenţa distribuţiei materialului depus pe suprafaţa plăcii, prin coeficientul k.

Mărimea:

$$a_m = \frac{m}{A} \tag{8}$$

este „acoperirea masică" şi exprimă cantitatea de material depus în medie pe unitatea de suprafaţă.

Se observă că, pentru o bună sensibilitate, este necesară o frecvenţă cît mai mare. Rezultă încă o dată avantajul folosirii tăieturii AT, care are N mai mic.

Nu se recomandă folosirea unor moduri de oscilaţie superioare, deşi au frecvenţe de oscilaţii mai mari, datorită erorilor ce pot apărea.

Păstrarea relaţiei liniare între masa depusă şi variaţia de frecvenţă nu depăşeşte 5% din frecvenţa iniţială.

Se observă că, la aceeaşi grosime, deviaţia de frecvenţă obţinută este proporţională cu densitatea materialului depus.

BIBLIOGRAFIE

[1] Holland, L. *Thin film microelectronics.* Londra, 1965.
[2] Plonski, A. F. *Piezokvarţ v tehnike sviazi.* Moscova, 1951.
[3] Warner, A. W. *Design and performance of ultra-precise 2,5 mc quartz crystal.* În: Bell system technical journal, nr. 5, sept 1960, p. 1193.
[4] Sauerbrey, G. *Verwendung von Schwingquarzen zur Wägung dünner Schichten und zur Mikrowägung.* In: Zeitschrift für Physic, nr. 2, 1959, p. 206.
[5] Sauerbrey, G. *Einflus der Elektrodenmasse auf die Schwingungsfiguren düner Schwingsquarz-platen.* In: Archiv der elektrischen Übertragung, nr. 10, 1964, p. 617.
[6] Sauerbrey, G. *Amplitudenverteilung und elektrische Ersatzdaten von Schwingquarzplatten (AT—Schnitt).* In: Archiv der elektrischen Übertragung, nr. 10, 1964, p. 624.
[7] Behrndt, K. H. şi Love, R. W. *Control of deposition rate and film thickness with the crystal oscillator.* In: Trans. 7-th nat. vac. symp. Londra, 1960, p. 87.
[8] Lins, S. J. şi Kukuk, H. S. *Resonance frequency shift thin-film thickness monitor.* In: Trans. 7-th nat. vac. symp. Londra 1960, p. 333.
[9] Mc. Keon, D. *New method of measuring sputtering in the region near threshold.* In: Rev. of. scient. instr., nr. 2, 1961, p. 133.
[10] Warner, A. W. şi Stockbridge, C. D. *The measurements of mass using quartz crystal resonators.* Din: Vacuum microbalance techniques, vol. 3, New-York, 1962.
[11] Akîşin, A. I. şi Zazulin, V. I. *Kontroli tolşcini plenok poluceaemih v vakuume kvarţievim rezonatorom.* In: Prib. i tehn. eksper., nr. 1, 1963, p. 152.
[12] Stechelmacher, W. ş.a. *Deposition and monitoring apparatus for preparing passive microcircuits.* In: Trans. 10-th nat. vac. symp., New-York, 1963, p. 415.
[13] Thomas, T. P. şi Soudreau, B. *La mesure de l'épaisseur des couches minces réalisées par évaporation sous vide.* In: L'Onde électr., nr. 453, 1964, p. 1308.
[14] De Klerk, J. şi Kelly, E. F. *Vapour — deposited thin-film piezoelectric transducers.* In: Rev. of scient. instr., nr. 4, 1963, p. 506.
[15] Hilleke, D. şi Niedermayer, R. *Vergleich zwischen Quarzoszillator und Mikrowage als Instrumente zur genauen Bestimmung kleiner Schichtdicken.* In: Vakuum-Technik, april 1965, p. 69.
[16] Riegert, R. P. *Simultaneous control of many vacuum deposition sources.* În: Semiconductor products and solid state technology, nov 1965, p. 25.
[17] Sorokin, C. M. şi Djioeva, D. I. *Izmerenie tolscini plenok v proţese ih polucenia v vakuume.* In: Prib. i tehn. eksper., nr. 2, 1966, p. 187.
[18] Pulker, H. K. *Untersuchung der kontinuierlichen Dickenmessung dünner Aufdampschichten mit einer Schwingquarzmesseinrichtung.* In: Zeitschr. für angew. Phys., nr. 6, mai 1966.
[19] Kington, B. W. *The quartz crystal microbalance.* In: Marconi instrument, nr. 5, sept 1966.
[20] *Evaporation rate controller.* În: Vacnique, nr. 16, aug 1965, p. 10.
[21] Awender, H. şi Ludloff, A. *Über Transistor-oszillatoren mit Quarzsteuerung.* In: Elektron. Rundschau, nr. 3, 1958, p. 77.
[22] Baxandall, P. I. *Transistor crystal oscillators and the design of a 1 mc/s oscillator circuit capable of good frecquency stability.* In: Radio and electronic eng., nr. 34, april 1965, p. 229.
[23] *Circuite cu transistoare.* Bucureşti. Ed. tehnică, 1961.
[24] *Circuite cu transistoare în telecomunicaţii.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.
[25] *Circuite cu transistoare în industrie,* vol. 1. Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.
[26] *Circuite cu transistoare în industrie,* vol. 2. Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.
[27] Cătuneanu, V. M. ş.a. *Semiconductoarele în telecomunicaţii.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.
[28] Alexiu, I. şi Daniliuc, N. *Relee electronice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.
[29] Terman, P. E. *Radio engineering.* New-York, 1947.
[30] Nicolau, E. *Măsurări în radiotehnică.* Bucureşti, Ed. energetică, 1955—1956.

Ing. VI. DUMITRESCU

Sinteza unui regulator extremal cu elemente de comutaţie statică UNILOG-A

Un proces industrial este definit în primul rînd de caracteristica sa statică, care reflectă dependenţa dintre mărimile de ieşire şi intrare ale procesului în regim staţionar. Cînd graficul acestei caracteristici statice prezintă unul sau mai multe extreme (minime sau maxime), ea se numeşte extremală. Un caz particular îl oferă caracteristica cu un singur extrem. Scopul reglării în această situaţie este de a menţine mărimea de ieşire din proces la valoarea corespunzătoare acestui extrem.

În general, schemele de regulatoare extremale (analogice sau numerice) construite pe principii de funcţionare diferite comportă utilizarea unor blocuri şi elemente proprii specifice fiecărei scheme în parte.

În prezenta lucrare se propune o schemă care să nu necesite blocuri şi circuite speciale, ci numai o interconectare corespunzătoare (conform unei anumite logici impuse de principiul de funcţionare) a elementelor sau blocurilor funcţionale existente în sistemul UNILOG-A.

Se prezintă, de asemenea, într-o anexă, un exemplu pentru ilustrarea performanţelor regulatorului, considerat într-o buclă de reglare extremală.

Adoptînd un sistem unificat de comutaţie statică care realizează o prelucrare numerică a informaţiei, se alege ca principiu de funcţionare al regulatorului principiul „pas cu pas", care conduce la o explorare eşantionată a caracteristicii extremale.

1. Schema-bloc a regulatorului extremal „pas cu pas"

Schema-bloc a regulatorului este dată în figura 1 în care s-a notat:

Y_k, Y_{k-1} — valoarea indicelui de extrem, respectiv mărimea de ieşire din instalaţia tehnologică al cărei extrem se urmăreşte;

x — mărimea de acţionare, respectiv mărimea de intrare în instalaţia tehnologică asupra căreia acţionează regulatorul extremal.

Valoarea analogică a indicelui de extrem este convertită într-o mărime numerică în convertorul analog numeric şi memorată în memoriile M_1, M_2 la momente succesive de timp, adică: Y_{k-1} la momentul t_{k-1}, Y_k la momentul t_k.

În comparatorul numeric se realizează compararea celor două valori, iar funcţie de rezultatul comparaţiei elementul logic de comandă determină starea elementului de execuţie reversibil (în ultimă instanţă valoarea — cu semn — a mărimii de acţionare x).

Toate operaţiile de măsurare, memorare, comparaţie şi decizie se fac la momente discrete de timp, determinate de generatorul de tact.

1.1. Blocul convertor A/N (analog numeric)

A fost adoptat convertorul (A/N), proiectat şi realizat la IPA — Bucureşti, cu următoarele caracteristici [1]:

— semnal de intrare: 2—10 mA (de la traductor unificat) sau 2,5—12,5 V (pe o rezistenţă de 1,25 kΩ);

— semnal de ieşire: cod binar natural paralel în opt ranguri;

— eroarea totală de conversie: 0,61%;

— durata conversiei: 4 ms.

Ieşirea din convertor se ia din colectoarele transistoarelor unor celule bistabile finale, avînd posibilitatea obţinerii fie a codului direct (ieşire 11111111 pentru semnal maxim analogic la intrare), fie a codului complementar (semnal 00000000 pentru semnal maxim la intrare). Se aleg ieşirile corespunzătoare codului direct. Conversia începe numai la apariţia unui impuls de declanşare elaborat de un generator de tact.

Adoptarea convertorului (A/N) de mai sus impune realizarea unui dispozitiv de memorare tip paralel care să memoreze în acelaşi timp ieşirile din convertor. Din acelaşi motiv şi comparatorul numeric este tot de tip paralel.

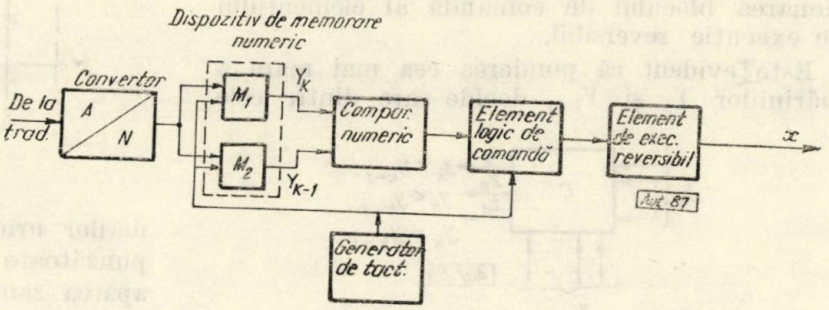


Fig. 1

1.2. Blocul de memorii

Blocul de memorii este necesar pentru memorarea valorii precedente a indicelui de extrem

(Y_{k-1}) pînă în momentul în care se face comparaţia cu valoarea actuală a acestui indice (Y_k).

Schema propusă este dată în figura 2.

Comanda porţilor şi memoriilor (înscriere, ştergere, citire) se realizează cu un lanţ de

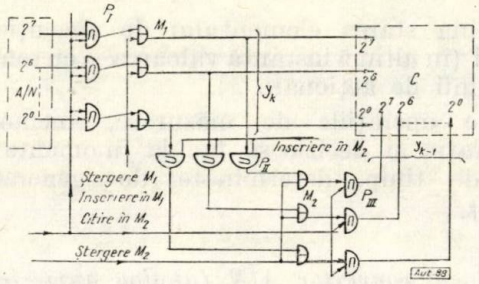


Fig. 2

elemente de întîrziere şi temporizare în următoarea ordine (vezi şi diagrama de timp, fig. 14):

a) deschiderea porţilor P_I P_{III}, respectiv înscrierea în M_1 a lui Y_k şi citirea, la ieşirea din M_2, a lui Y_{k-1};

b) ştergerea memoriei M_2;

c) deschiderea porţilor P_{II} pentru transferul lui Y_k din M_1 în M_2;

d) ştergerea memoriilor M_1;

e) deschiderea porţilor P_I, P_{III}, pentru o nouă înscriere în M_1 şi citire în M_2 a valorii precedente, şi reînceperea ciclului.

1.3. Blocul comparator

Acesta realizează compararea a două mărimi în cod binar natural [2]. Comparaţia se face simultan pe fiecare ordin binar. Comparatorul are trei ieşiri, şi anume (fig. 3);

$Y_k > Y_{k-1}$, impuls pe ieşirea Z_1;

$Y_k < Y_{k-1}$, impuls pe ieşirea Z_2;

$Y_k = Y_{k-1}$, impuls pe ieşirea Z_3.

Se utilizează numai ieşirea Z_2 pentru acţionarea blocului de comandă al elementului de execuţie reversibil.

Este evident că ponderea cea mai mare a mărimilor Y_k şi Y_{k-1} decide care dintre cele

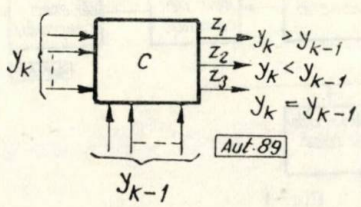


Fig. 3

două numere este mai mare. Dacă comparaţia dintre ponderile maxime nu dă o informaţie categorică (ambele ponderi sînt nule sau 1), se trece la ponderea imediat următoare.

Pentru un ordin binar se asociază ieşiri din celula de comparaţie variabilă ξ care poate lua valorile 0 sau 1 funcţie de poziţia intrărilor.

Astfel dacă

$$Y_k < Y_{k-1}\ , \qquad \xi = 1;$$

$$Y_k \geqslant Y_{k-1}\ , \qquad \xi = 0.$$

De aici rezultă tabela de adevăr (fig. 4) pentru funcţia logică ξ (Y_k, Y_{k-1}) pentru un ordin binar. Din tabela de adevăr se deduce expresia lui ξ:

$$\xi = \overline{Y}_k \cdot Y_{k-1} = \overline{\overline{Y}_{k-1}\ U\ Y_k}.$$

Schema logică pentru ξ va fi cea din figura 5.

Pentru mai multe ordine binare se conectează în paralel un număr corespunzător de astfel de celule elementare (fig. 6).

y_k / y_{k-1}	0	1
0	0	0
1	1	0

Aut. 90

Fig. 4

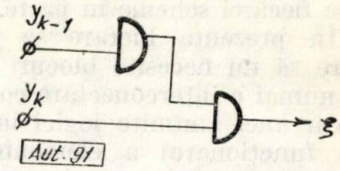


Fig. 5

Ca exemplu se consideră numai trei ponderi.

Dacă pe celula corespunzătoare ponderii maxime apare la ieşire semnal „1" ($Y_k < Y_{k-1}$), acesta ţine în „O" toate celelalte ieşiri, indiferent de situaţia intrărilor de la celulele pon-

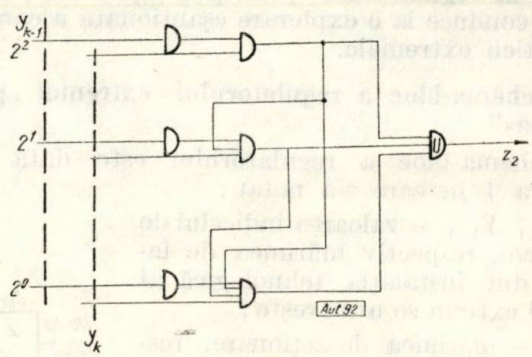


Fig. 6

derilor următoare. Dacă ieşirea celulei corespunzătoare ponderii maxime este „O", va apărea semnalul „1" pe ieşirea celulei corespunzătoare ponderii la care $Y_k < Y_{k-1}$.

În final, indiferent de celula la care apare semnal „1", la ieşirea elementului SAU apare semnal „1", care indică starea $Y_k < Y_{k-1}$ şi rezultatul final al comparaţiei.

În cazul comparatorului cu opt celule elementare pentru opt ranguri binare, elementul

SAU va avea opt intrări. Fie acestea : a, b, c, d, e, f, g, h. Atunci avem

$$a \cup b \cup c \cup d \cup e \cup f \cup g \cup h = \overline{\overline{(a \cup b \cup c \cup d)}\ \overline{(e \cup f \cup g \cup h)}},$$

ceea ce corespunde la schema logică din figura 7.

Se menţionează că schema comparatorului fiind o schemă logică pur combinatorie, datorită comparaţiei în paralel, necesită un timp de comparaţie foarte redus. Simultan cu impulsul de deschidere a porţilor P_I, P_{III} apare şi rezultatul comparaţiei pe ieşirea Z_2.

1.4. Blocul de comandă al elementului de execuţie

Acesta este alcătuit dintr-un circuit bistabil tip celulă de numărare, care este de asemenea tipizat în cadrul sistemului UNILOG (fig. 8). Porţile P_{IV} se deschid pe durata impulsului de

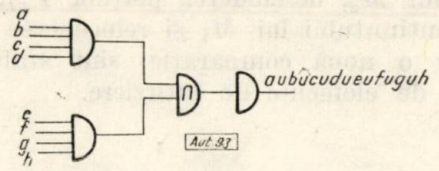


Fig. 7

comparaţie, fiind acţionate sincron cu impulsul de comparaţie (fig. 9). În sfîrşit, circuitele bistabile finale în montaj de memorii UNILOG acţionează amplificatoarele pentru cele două stări distincte ale elementului de execuţie [3]. Durata pasului (durata menţinerii elementului

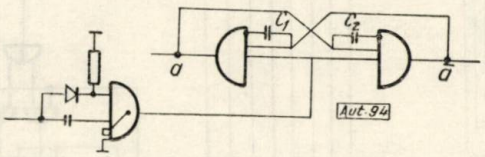


Fig. 8

de execuţie într-o anumită stare) este determinată de momentul în care are loc ştergerea memoriilor finale acţionate de un element de întîrziere. Schema lucrează la momente discrete de timp, stabilite de un generator de tact principal şi o schemă de comandă a memoriilor şi porţilor.

1.5. Blocul de comandă al memoriilor

Generatorul de tact. Se adoptă generatorul de impulsuri astabil UNILOG cu frecvenţa maximă a impulsurilor $f_{max} = 5$ kHz. Prin alegerea condensatoarelor C_1, C_2 se stabileşte frecvenţa de tact de lucru (fig. 10).

Circuitul de comandă. Este alcătuit dintr-un lanţ de elemente de întîrziere care realizează succesiv comenzile specificate la 1.2. Primul element de întîrziere τ_{i_1} (element de temporizare a începerii cu durată fixă) trebuie să realizeze o întîrziere $\tau_i \geqslant 4$ ms (durata conversiei) [3]. Pentru a realiza independenţa dura-

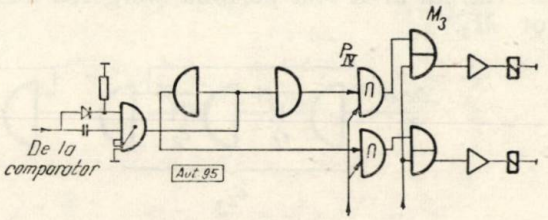


Fig. 9

tei impulsului la ieşirea din τ_{i_1} faţă de durata impulsului aplicat la intrare de la generatorul de tact, se utilizează montajul monostabil (fig. 11). Valoarea condensatorului C_1 determină pe $\tau_i = 4$ ms, iar din condensatorul C_2 se stabileşte $T_i = 50$ μs, suficient pentru acţionarea porţilor P_I P_{III} şi a porţilor finale P_{IV}. Pentru realizarea succesivă a celorlalte comenzi (ştergerea memoriilor M_2, deschiderea porţilor P_{II}, ştergerea memoriilor M_1) se utilizează elementele de întîrziere independente, pentru care se stabilesc întîrzieri şi durate de impulsuri : $\tau_i > T_i = 50$ μs (fig. 12).

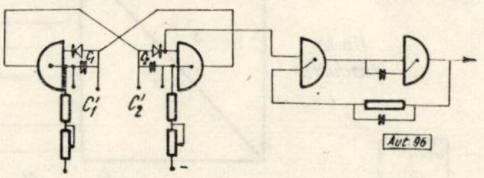


Fig. 10

Se asigură în acest fel o margine de siguranţă între impulsuri, pentru evitarea suprapunerii comenzilor în cazul unei precizii scăzute a temporizării. Se poate lua $\tau_i = 2T_i$. Pentru aceasta se adoptă montajul monostabil, deoarece durata întîrzierii este mai mare decît cea a impulsului de acţionare. Durata pasului este stabilită cu un al V-lea element de întîrziere, tot în montaj monostabil. Du-

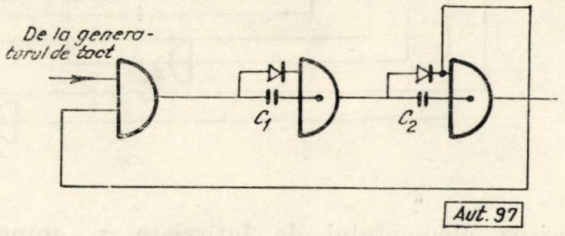


Fig. 11

rata întîrzierii $\tau_i = T_p$ (durata pasului) se stabileşte din valoarea condensatorului C_1, iar durata impulsului de ştergere a memoriilor finale M_3 elaborat de τ_{i_5}, din condensatorul C_2.

Introducerea porţilor finale P_{IV} a fost determinată de necesitatea de a nu avea, la intrările de înscriere ale memoriilor finale M_3, nivel de potenţial pe toată durata pauzei dintre două impulsuri de tact succesive. În acest caz nu ar fi fost posibilă ştergerea memoriilor M_3.

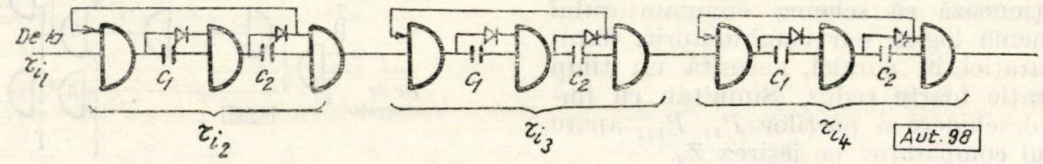


Fig. 12

2. Funcţionarea în ansamblu a regulatorului extremal

În figura 13 este prezentată schema-bloc a regulatorului extremal. Funcţionarea în ansamblu se poate urmări şi din diagrama de timp (fig. 14), şi anume:

Generatorul de tact elaborează impulsul de declanşare a conversiei în blocul A/N. După 4 ms (durata conversiei) apare, de la ieşirea elementului de întîrziere τ_{i_1}, impulsul de deschidere a porţilor P_I, P_{III}, P_{IV}. Are loc înscrierea în M_1 a valorii actuale a indicelui de extrem Y_k şi totodată comparaţia în C (comparator) cu valoarea Y_{k-1} precedentă, memorată în M_2. În ipoteza că $Y_k < Y_{k-1}$, C elaborează impuls pe ieşirea Z_2 care basculează celula binară. Porţile P_{IV} fiind deschise, una dintre memoriile finale este acţionată şi elementul de execuţie trece într-o anumită stare. Aceasta corespunde la deplasarea organului de execuţie într-un sens anumit. După un timp egal cu durata pasului, pe intrarea de ştergere a memoriilor M_3 apare impuls de la elementul de întîrziere, care aduce memoriile în 0, deci elementul de execuţie rămîne neacţionat.

Comenzile următoare (ştergerea conţinutului lui M_2, deschiderea porţilor P_{II}, ştergerea conţinutului lui M_1 şi reînceperea ciclului pentru o nouă comparaţie) sînt stabilite de lanţul de elemente de întîrziere.

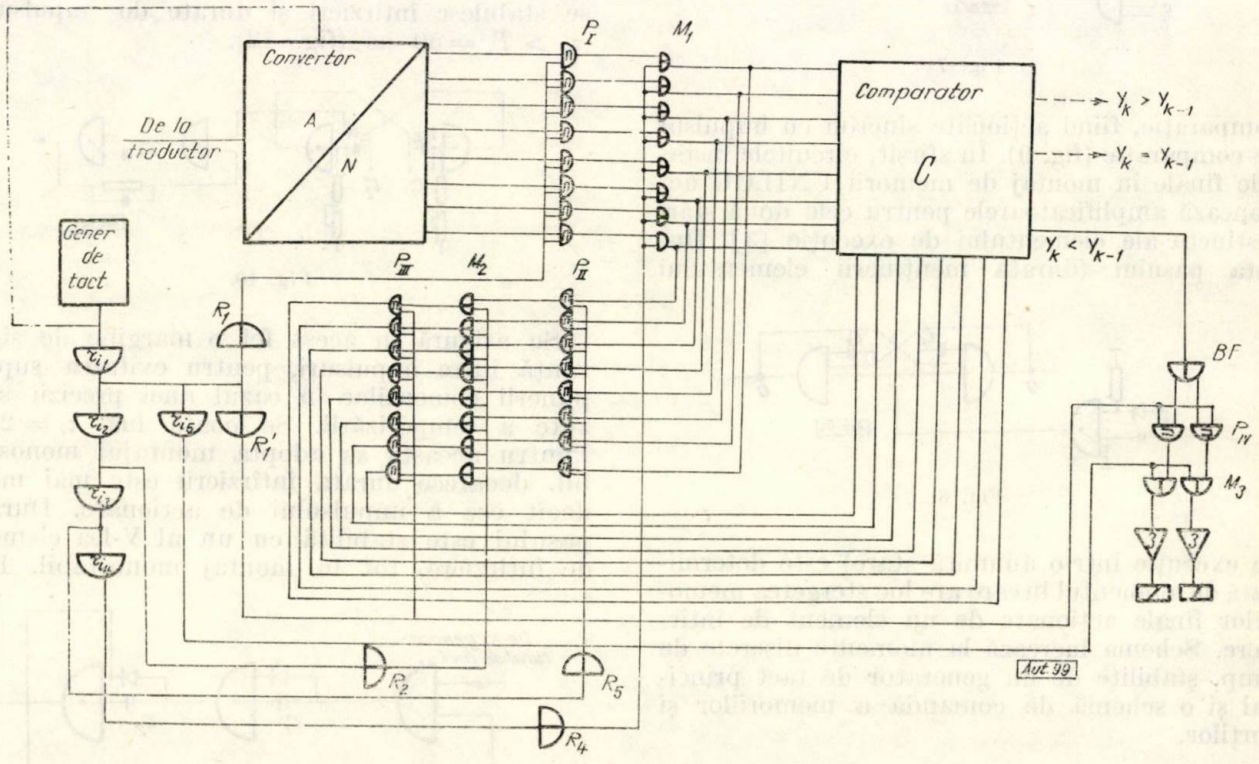


Fig. 13

Dacă în urma noii comparaţii rezultă de asemenea $Y_k < Y_{k-1}$, pe ieşirea Z_2 apare din nou impuls care basculează în sens invers celula binară. Aceasta acţionează cealaltă memorie din grupul M_3, care determină trecerea elementului de execuţie în stare opusă situaţiei iniţiale.

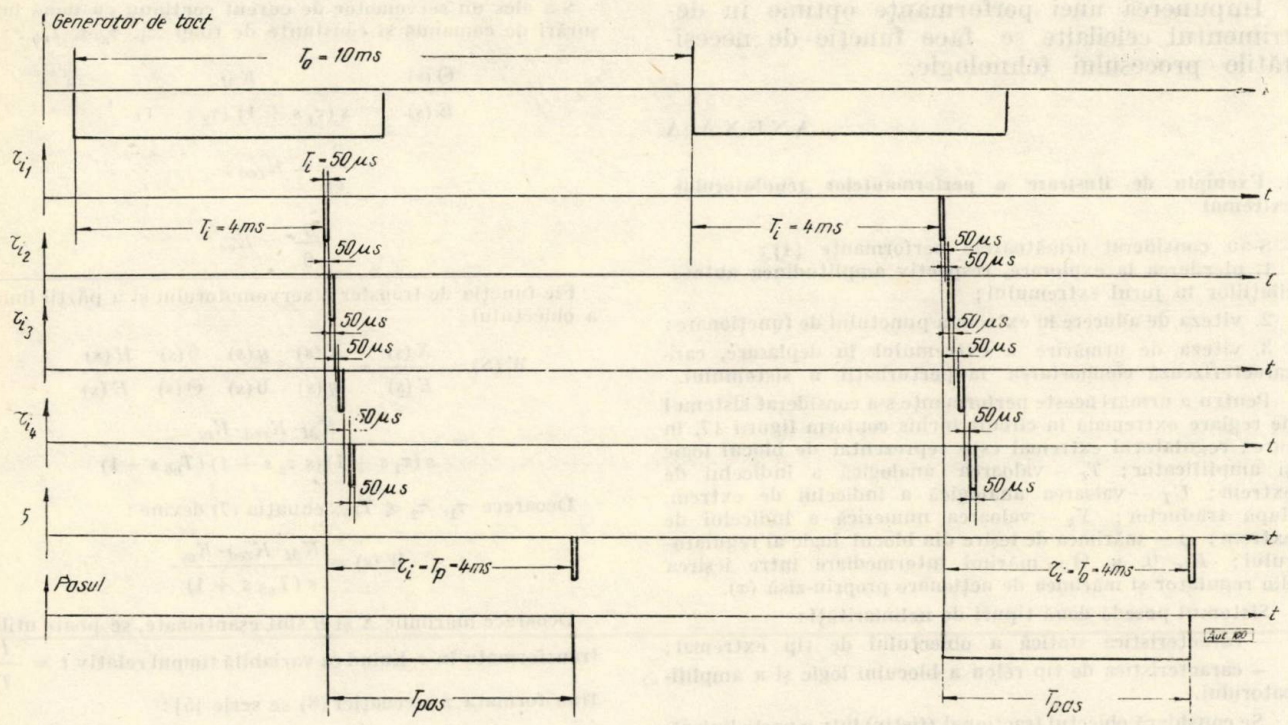


Fig. 14

Observaţii

1. Schema logică a regulatorului extremal rămîne valabilă atît pentru cazul urmăririi unui maxim, cît şi a unui minim; în cazul minimului se comută însă intrarea în blocul de comandă al elementului de execuţie pe ieşirea Z_1 a comparatorului, pe care apare impuls în situaţia $Y_k > Y_{k-1}$.

2. Pentru reducerea numărului de module NICI s-au folosit, la realizarea funcţiilor logice ŞI (a porţilor), acolo unde este posibil, ieşirile antivalente ale celulelor bistabile.

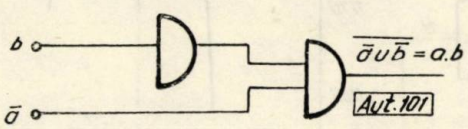


Fig. 15

Într-adevăr „a" fiind una din ieşirile memoriei M_1 (sau M_2) şi „b" ieşirea din repetor, avem $ab = \overline{\bar{a} \cup \bar{b}}$. Dar „$\bar{a}$" este a doua ieşire a memoriei M_1 (sau M_2), iar „$\bar{b}$" se obţine printr-un

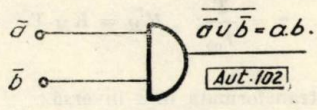


Fig. 16

negator. Elementul ŞI se sintetizează deci ca în figura 15. În ultimă analiză însă şi „$\bar{b}$" este disponibil înaintea fiecărui repetor în lanţul de elemente de temporizare (prin structura acestor elemente). Rezultă un singur element NICI pentru fiecare ŞI (fig. 16).

3. Concluzii

1. Pentru stabilirea performanţelor regulatorului extremal este necesar să se analizeze un sistem concret de reglare extremală, deoarece parametrii dinamici (amplitudinea autooscilaţiei, timpul de atingere a zonei de extrem, pierderea la explorare) depind de caracteristica dinamică a obiectului.

2. În anexa A s-a dat numai un exemplu de utilizare a regulatorului pentru o instalaţie cu comportare dinamică şi statică cunoscute.

Studiul s-a făcut pentru $T_{0b} = T$ ($\tau = 1$).

Pentru cazul $\tau \gg 1$ se constată că expresia $1 - e^{-\frac{1}{\tau}}$ se micşorează, ceea ce duce la micşorarea substanţială a factorului global de amplificare, respectiv la o viteză de atingere a extremului foarte scăzută.

3. Pentru sistemele reale, stabilitatea este determinată de frecvenţa de apariţie a perturbaţiilor. De aici rezultă necesitatea de a cunoaşte aproximativ valoarea acestei frecvenţe.

4. Din studiul regimului tranzitoriu al sistemului extremal rezultă că performanţele sistemului se modifică în sensuri contrarii la schimbarea factorului de amplificare (scade amplitudinea autooscilaţiei, dar creşte timpul de atingere a extremului şi invers).

Impunerea unei performanţe optime în detrimentul celeilalte se face funcţie de necesităţile procesului tehnologic.

ANEXA A

1. Exemplu de ilustrare a performanţelor regulatorului extremal

S-au considerat următoarele performanţe [4]:

1. pierderea la explorare, respectiv amplitudinea autooscilaţiilor în jurul extremului;

2. viteza de aducere în extrem a punctului de funcţionare;

3. viteza de urmărire a extremului în deplasare, care caracterizează comportarea la perturbaţii a sistemului.

Pentru a urmări aceste performanţe s-a considerat sistemul de reglare extremală în circuit închis conform figurii 17, în care: regulatorul extremal este reprezentat de blocul logic şi amplificator; T_c — valoarea analogică a indicelui de extrem; U_T — valoarea analogică a indicelui de extrem, după traductor; Y_k — valoarea numerică a indicelui de extrem; φ — mărimea de ieşire din blocul logic al regulatorului; E, θ, y, Θ — mărimi intermediare între ieşirea din regulator şi mărimea de acţionare propriu-zisă (x).

Sistemul posedă două tipuri de neliniarităţi:

— caracteristica statică a obiectului de tip extremal;

— caracteristica de tip releu a blocului logic şi a amplificatorului.

Se consideră obiectul fracţionat (fictiv) într-o parte liniară, aperiodică, care descrie regimul dinamic al obiectului, şi o parte neliniară, caracteristică statică extremală.

Ecuaţiile de funcţionare ale fiecărui element sînt:

— Ecuaţiile obiectului (fig. 18):

$$T_{ok}\frac{dx}{dt} + x = y;$$

$$T_c - T_{cmax} = -K_p (x - X_{opt})^2, \tag{1}$$

T_{0b} fiind constanta de timp a părţii liniare.

— Ecuaţia traductorului:

$$\frac{U_T}{T_c} = k_{tr}. \tag{2}$$

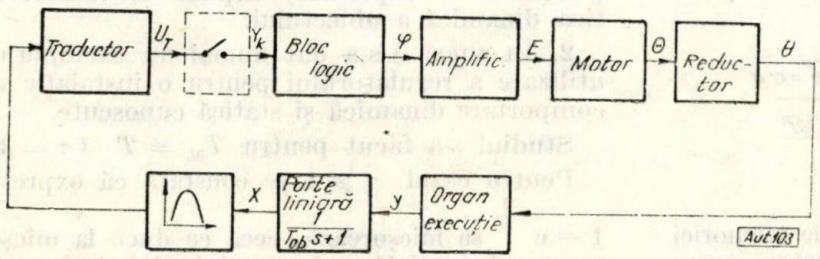


Fig. 17

Constanta de timp a traductorului s-a înglobat în T_{0b}.

— Ecuaţia blocului logic:

Fie T perioada de eşantionare şi Δ variaţia minimă a indicelui de extrem sesizabilă de către convertorul A/N.

Rezultă:

$$E_k = E_{k-1} \text{ sign } (Y_k - Y_{k-1} + \Delta) \text{ pentru } KT < t < (k+r)\,T$$

$$T(k+r) < t < (k+1)\,T,$$

$$\text{unde } 0 < r < 1. \tag{3}$$

— Ecuaţia servomotorului, reductorului şi elementului de execuţie:

S-a ales un servomotor de curent continuu cu două înfăşurări de comandă şi constante de timp τ_1, $\tau_2 \ll T_{0b}$.

$$\frac{\Theta(s)}{E(s)} = \frac{K_M}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}; \tag{4}$$

$$\frac{\theta}{\Theta} = K_{red}; \tag{5}$$

$$\frac{y}{\theta} = K_{0e}. \tag{6}$$

Fie funcţia de transfer a servomotorului şi a părţii liniare a obiectului:

$$W(S) = \frac{X(s)}{E(s)} = \frac{X(s)}{y(s)} \cdot \frac{y(s)}{0(s)} \cdot \frac{\theta(s)}{\Theta(s)} \cdot \frac{H(s)}{E(s)} =$$

$$= \frac{K_M \cdot K_{red} \cdot K_{0e}}{s(\tau_1 s + 1)(s\,\tau_2 s + 1)(T_{0b} s + 1)}. \tag{7}$$

Deoarece τ_1, $\tau_2 \ll T_{0b}$, ecuaţia (7) devine:

$$W(s) = \frac{K_M \cdot K_{red} \cdot K_{0c}}{s(T_{0b} s + 1)}. \tag{8}$$

Deoarece mărimile X şi E sînt eşantionate, se poate utiliza transformata în z. Luînd ca variabilă timpul relativ $\bar{t} = \frac{t}{T}$, transformata z a ecuaţiei (8) se scrie [5]:

$$W(z) = \frac{X(z)}{E(z)} = \frac{z(1 - e^{-\frac{1}{\tau}})}{(z-1)(z - e^{-\frac{1}{\tau}})} K'_M \cdot K_{red} \cdot K_{0e}, \tag{9}$$

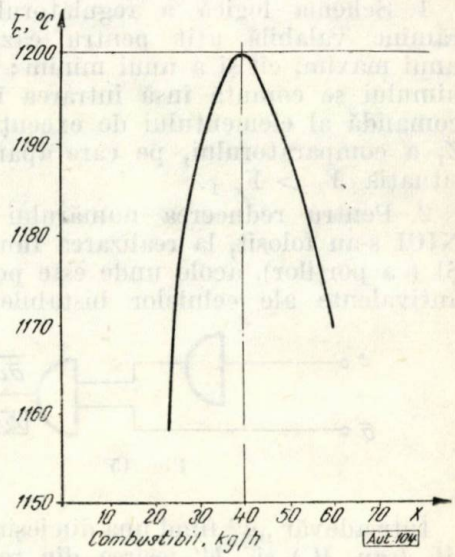


Fig. 18

în care:

$$\tau = \frac{T}{T_{0b}}; \quad K'_M = K_M\,T.$$

Se trece la transformata în z inversă:

$$x_{k+2} - x_{k+1}(1 + e^{-\frac{1}{\tau}}) + e^{-\frac{1}{\tau}} \cdot x_k =$$

$$= K'_M \cdot K_{red} \cdot K_{0e}(1 - e^{-\frac{1}{\tau}}) E_{k+1}. \tag{10}$$

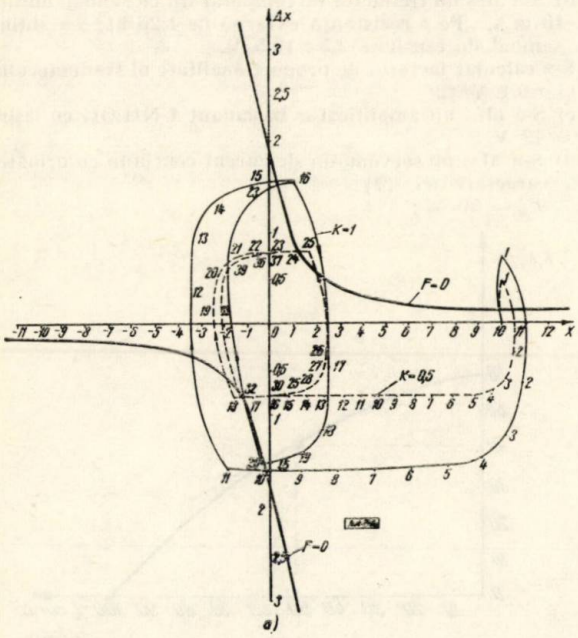
Din relaţia (3) şi din ecuaţia parabolei redusă la axe $T_c = -K_p x^2$ se obţine :

$$E_{k+1} = -E_k \cdot K_{tr} \cdot K_p \text{ sign } (x_{k+1}^2 - x_k^2 - \delta x),$$

δx fiind echivalentul variaţiei minime a indicelui de extrem (Δ). Se notează $x_{k+1}^2 - x_k^2 - \delta x = F$ şi ecuaţia (10) devine :

$$x_{k+2} - x_{k+1}(1 + e^{-\frac{1}{\tau}}) + e^{-\frac{1}{\tau}} x_k =$$

$$= -K'_M \cdot K_{red} \cdot K_{0e} (1 - e^{-\frac{1}{\tau}}) E_k \cdot K_{tr} \cdot K_p \cdot \text{sign } F. \quad (11)$$



Schimbarea semnului lui F se face după curba de comutaţie dată de ecuaţia $F = 0$, adică :

$$F = x_{k+1}^2 - x_k^2 - \delta x = 0$$

sau pentru $\Delta x = \eta$:

$$x = \frac{\delta x - \eta^2}{2\eta}.$$

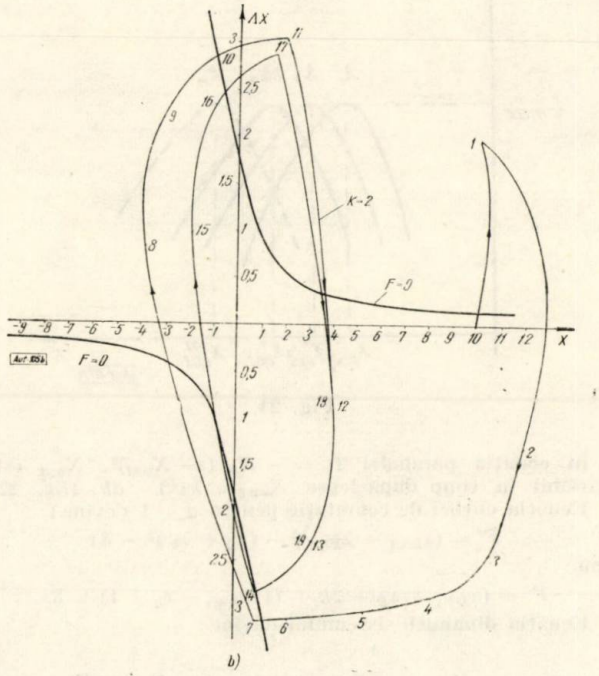


Fig. 19

Dar :

$$x_{k+1} - x_k = \Delta x_k ;$$

$$x_{k+2} - x_{k+1} = \Delta x_{k+1} = \Delta (x_k + \Delta x_k) = \Delta x_k + \Delta^2 x_k.$$

În final ecuaţia (11) devine :

$$\Delta^2 x_k + (1 - e^{-\frac{1}{\tau}}) \Delta x_k =$$

$$= -K'_M \cdot K_{red} \cdot K_{0e} (1 - e^{-\frac{1}{\tau}}) E_k \cdot K_{tr} \cdot K_p \text{ sign } F. \quad (12)$$

Ecuaţia în diferenţe finite (12) descrie comportarea dinamică a sistemului extremal. Ea se reprezintă în planul fazelor în diferenţe finite. În abscisă se ia mărimea de acţionare x), iar în ordonată, prima diferenţă $\Delta x = \eta$ [6].

Se notează :

$$\alpha = K_M \cdot K_{red} \cdot K_{0e} \cdot K_{tr} \cdot K_p \cdot E_k$$

şi

$K = T(1 - e^{-\frac{1}{\tau}})\alpha$ — factor global de amplificare. Se reprezintă ecuaţia (12) pentru trei valori ale factorului K ($K = 0{,}5 ; 1 ; 2$) (fig. 19).

Astfel se pot compara performanţele dinamice ale sistemului pentru diverse valori ale lui K.

Reprezentarea s-a făcut transformînd în prealabil ecuaţia (12) după prima diferenţă $\Delta x_k = \eta_k$:

$$\eta_{k+1} - 0{,}37\ \eta_k = -K \text{ sign } F.$$

Justificarea calculului şi alegerea valorilor numerice se prezintă în anexa B.

Din studiul comparativ al traiectoriilor de fază rezultă :

1. după un număr de „paşi", sistemul atinge un regim autooscilant (ciclurile limită) în jurul extremului ;

2. creşterea factorului de amplificare (K) duce la creşterea autooscilaţiilor şi la mărirea vitezei de aducere a punctului în zona extremului ($t_2 < t_1 < t_{0.5}$) (fig. 20) ;

3. scăderea factorului de amplificare duce la scăderea autooscilaţiilor ($A_{osc\ max\ 0.5} < A_{osc\ max\ 1} < A_{osc\ max\ 2}$) şi la scăderea vitezei de aducere a punctului de funcţionare în extrem (fig. 20).

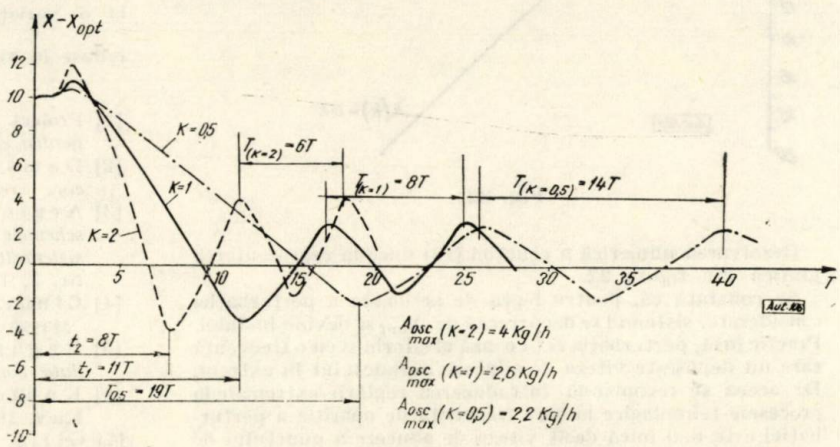


Fig. 20

2. Comportarea sistemului la perturbaţii

Apariţia unei perturbaţii duce la deplasarea extremului cel puţin paralel cu axa absciselor (fig. 21). Se consideră că perturbaţia apare cu o anumită frecvenţă medie.

Fie cazul în care perturbaţia apare după o lege liniară în timp.

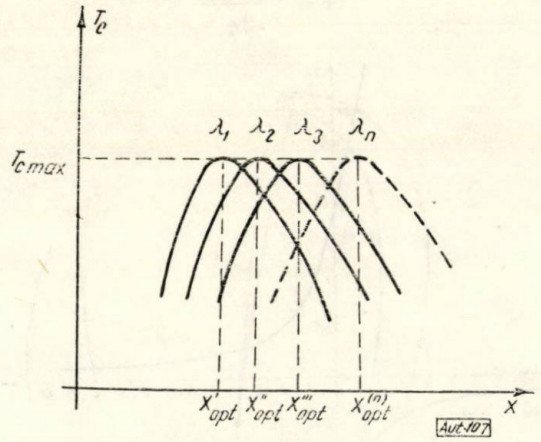


Fig. 21

În ecuaţia parabolei $T_c = -K_p\,(x - X_{opt})^2$, X_{opt} este variabil în timp după legea $X_{opt} = \lambda(k) = ak$ (fig. 22).

Ecuaţia curbei de comutaţie pentru $a = 1$ devine:

$$F' = (x_{k+1} - \lambda_{k+1})^2 - (x_k + \lambda_k)^2 - \delta x$$

sau:

$$F' = (x_{k+1} + x_k + 2k + 1)(x_{k+1} - x_k + 1) - \delta x.$$

Ecuaţia dinamicii sistemului devine:

$$x_{k+2} - (1 + e^{-\frac{1}{\tau}})\, x_{k+1} + x_k = -K \operatorname{sign} F'. \qquad (13)$$

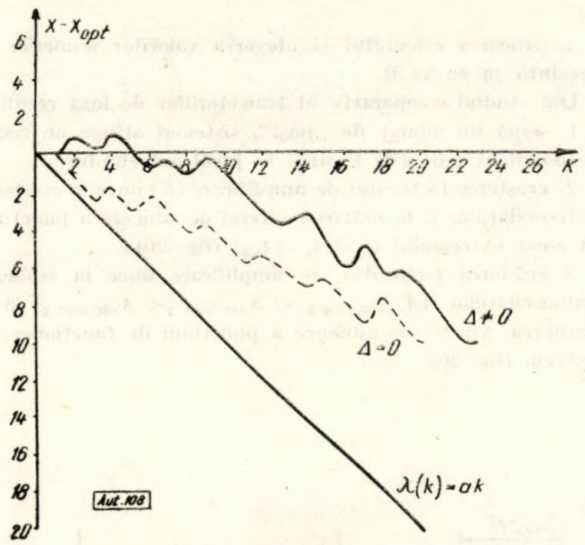


Fig. 22

Rezolvarea numerică a ecuaţiei (13) duce la reprezentarea grafică din figura 22.

Se constată că, pentru legea de acţionare a perturbaţiei considerate, sistemul se depărtează de X_{opt} şi devine instabil. Practic însă, perturbaţia acţionează aleatoriu şi cu o frecvenţă care nu depăşeşte viteza de aducere a punctului în extrem. De aceea se recomandă introducerea reglării extremale la procesele tehnologice la care frecvenţa de apariţie a perturbaţiei este mai mică decît viteza de aducere a punctului de funcţionare în extrem. Sistemul este stabil în acest caz.

Un sistem ideal ar trebui să urmărească instantaneu deplasarea extremului (viteză infinită). Indiferent de frecvenţa perturbaţiei, sistemul ar fi stabil. Practic însă, aceasta este imposibil.

ANEXA B

a) Ca instalaţie tehnologică s-a considerat un cuptor cu caracteristica statistică din figura 18, unde:

- $T_{max} = 1\,200$°C;
- $X_{opt} = 40$ kg/h;
- $K_p = 0{,}122$.

b) S-a ales un traductor de temperatură cu semnal unificat 2–10 mA. Pe o rezistenţă externă de 1,25 kΩ s-a obţinut un semnal de tensiune 2,5–12,5 V.

S-a calculat factorul de proporţionalitate al traductorului: $K_{tr} = 0{,}1$ V/°C.

c) S-a ales un amplificator basculant UNILOG cu ieşirea $E = 48$ V.

d) S-a ales un servomotor de curent continuu cu următoarele caracteristici [7]:

- $P_u = 50$ W;

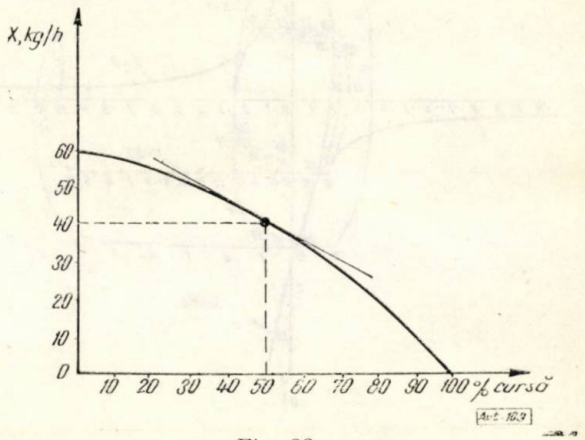


Fig. 23

- excitaţie separată cu două înfăşurări de comandă independente;
- $\tau_1 = \dfrac{L}{R} = 0{,}01$ s; $\tau_2 = \dfrac{J}{f} = 0{,}014$ s;
- $K_M = 7$.

c) S-a luat un organ de execuţie (ventil) cu caracteristica din figura 23, pentru care $K_{0e\,mediu} = 4{,}75$.

f) S-a stabilit $T = T_{ib} = 180$ s şi $= \dfrac{T_{0b}}{T} = 1$. Deci $1 - e^{-\frac{1}{\tau}} = 0{,}63$.

g) Variaţia minimă a valorii indicelui de extrem sesizată de convertorul A/N este $\Delta = 0{,}03$ V. Aceasta corespunde la o variaţie $\Delta T_c = \dfrac{0{,}03}{K_{tr}} = 0{,}6$°C. Din ecuaţia parabolei reduse la axe rezultă $\delta x = 2{,}5$ kg/h.

BIBLIOGRAFIE

[1] Proiect IPA nr. 179.3 — *Echipament de telemecanică pentru conducta de gaz.*

[2] Damsker, D. *Circuite logice şi automate secvenţiale care execută operaţii aritmetice.* In: ATM, nr. 7, 1966.

[3] Argintaru, I., Lungu, C. *Elementele pentru schemele de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 206–212.

[4] Cinaev, P. I. *Samonastraivaiuşciesia sistemi.* Moscova, Maşghiz, 1963.

[5] Ragazzini, J. R., Frankin, G. F. *Sampled-data control systems.* New York, McGraw Hill, 1958.

[6] Kunţeviei, V. M. *Sistemi extremalnovo upravlenia.* Kiev, 1961.

[7] Gille, I. G. ş. a. *Elementele sistemetor de reglare automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

Ing. I. CSERVENY

O variantă a metodei liniarizării armonice pentru studiul stabilităţii sistemelor automate neliniare (I)

Pentru aprecierea stabilităţii sistemelor automate funcţionînd în circuit închis, în cazul în care acestea conţin elemente neliniare, se utilizează cu precădere metode aproximative, avînd în vedere dificultăţile deosebite şi volumul mare de calcul al metodelor exacte

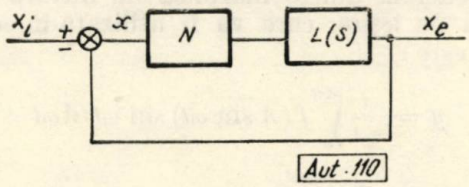


Fig. 1

(metoda directă a lui Liapunov etc.). Metodele aproximative, dintre care amintim liniarizarea armonică şi metoda funcţiei de descriere, se bazează pe descompunerea în armonici a mărimii de ieşire a elementului neliniar în cazul în care mărimea de intrare are o variaţie sinusoidală în timp. Aproximaţia constă în neglijarea armonicilor superioare obţinute prin descompunere în serie Fourier.

În lucrarea de faţă se analizează o metodă asemănătoare cu metoda clasică a liniarizării armonice, dar în care se impune în plus ca mărimea de intrare în elementul neliniar să fie o sinusoidă luată ca origine de fază şi cu o valoare medie nulă. La mărimea de ieşire se ia în considerare, la descompunerea în serie Fourier, primul termen în sinus şi primul termen în cosinus. Expresiile funcţiilor obţinute pentru liniarizarea elementului neliniar nu conţin argument, ceea ce este o deosebire esenţială faţă de metoda funcţiei de descriere. În cursul lucrării se va face o comparaţie calitativă cu metoda funcţiei de descriere.

Pentru studiul metodei clasice a liniarizării armonice se pot consulta [1] şi [2].

1. Liniarizarea funcţiilor neliniare

Se consideră sistemul automat în circuit închis (fig. 1), avînd pe legătura directă elementul neliniar N şi partea liniară cu funcţia de transfer $L(s)$. Pentru aprecierea stabilităţii absolute a acestui sistem este necesară înlocuirea elementului neliniar cu un element liniar echivalent, astfel încît aproximarea introdusă să fie afectată de erori mici.

Pentru elementul neliniar se presupune cunoscută caracteristica statică:

$$y = f(x). \tag{1}$$

La intrarea elementului neliniar se aplică un semnal sinusoidal x de amplitudine A şi pulsaţie ω, considerat origine de fază:

$$x = A \cdot \sin \omega t. \tag{2}$$

Mărimea de ieşire va fi tot periodică, dar nesinusoidală (deformată), din cauza dependenţei neliniare (1). Prin descompunerea mărimii de ieşire în serie Fourier se obţine:

$$y = f(x) = f(A \sin \omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_n (b_n \sin n\omega t + a_n \cos n\omega t), \tag{3}$$

în care coeficienţii a_0, a_n şi b_n se determină din relaţiile:

$$a_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x) \cdot dx; \tag{4.1}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x) \cdot \cos nx \cdot dx; \tag{4.2}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x) \cdot \sin nx \cdot dx. \tag{4.3}$$

Intervalul dezvoltării este $(0,2\pi)$.

În cazul în care funcţia neliniară este impară, y conţine numai termeni sinusoidali:

$$y = f(A \sin \omega t) = \sum_n b_n \sin n\omega t. \tag{5}$$

Neglijînd armonicile superioare, rezultă mărimea de ieşire:

$$y = f(A \sin \omega t) \simeq b_1 \sin \omega t = \frac{b_1}{A} \cdot A \sin \omega t = \frac{b_1}{A} x. \tag{6}$$

Raportul $\frac{b_1}{A}$ caracterizează elementul neliniar liniarizat. Vom numi această mărime funcţie sinusoidală şi o vom nota în consecinţă cu $S(A)$.

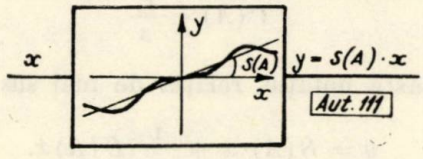


Fig. 2

Deci, aplicînd o mărime sinusoidală la intrarea unui element neliniar caracterizat printr-o funcţie impară, se obţine la ieşire mărimea (fig. 2):

$$y = S(A) \cdot x. \tag{7}$$

Interpretarea geometrică ne arată că funcţia sinusoidală este coeficientul unghiular al ecuaţiei diferenţiale neliniare liniarizate, adică panta caracteristicii liniarizate.

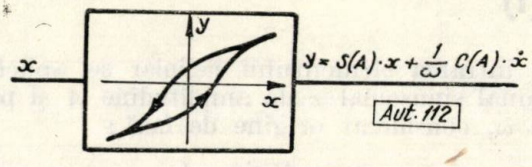


Fig. 3

Calculul lui $S(A)$ se face pe baza relaţiei (4.3), obţinîndu-se :

$$b_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t)\cdot \sin \omega t \cdot \mathrm{d}\omega t, \qquad (8)$$

de unde rezultă :

$$\boxed{S(A) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t)\cdot \sin \omega t \cdot \mathrm{d}\omega t.} \qquad (9)$$

Evident mărimea $S(A)$ depinde de amplitudinea mărimii de intrare şi caracterizează complet elementul neliniar cu funcţia $f(x)$ impară, în limita aproximării admise.

Dacă funcţia neliniară este pară (cum este cazul elementelor cu ciclu histerezis), atunci trebuie să se ia în considerare atît primul termen în sinus, cît şi primul termen în cosinus din dezvoltarea în serie Fourier. Prin neglijarea armonicilor superioare, rezultă mărimea de ieşire :

$$y = f(A \sin \omega t) \simeq b_1 \sin \omega t + a_1 \cos \omega t. \qquad (10)$$

Deoarece $\frac{\mathrm{d}\sin \omega t}{\mathrm{d}t} = \omega \cdot \cos \omega t$, rezultă :

$$y = b_1 \cdot \sin \omega t + \frac{c_1}{\omega}\cdot\frac{\mathrm{d}\sin \omega t}{\mathrm{d}t} = \frac{b_1}{A} A \sin \omega t + \frac{c_1}{\omega A}\cdot\frac{A\,\mathrm{d}\sin \omega t}{\mathrm{d}t}. \qquad (11)$$

Raportul $\frac{c_1}{A}$ din termenul al doilea este funcţia cosinusoidală a elementului neliniar şi se notează $C(A)$:

$$C(A) = \frac{c_1}{A}. \qquad (12)$$

Cu această notaţie, relaţia de mai sus devine :

$$y = S(A)\cdot x + \frac{1}{\omega}\cdot C(A)\,\dot{x}. \qquad (13)$$

Relaţia (13) serveşte la liniarizarea armonică a elementului neliniar cu funcţie pară (fig. 3). Calculul lui $C(A)$ se face în baza relaţiei (4.2), obţinîndu-se :

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t)\cdot \cos \omega t \cdot \mathrm{d}\omega t, \qquad (14)$$

de unde rezultă :

$$\boxed{C(A) = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} \mathrm{f}(A \sin \omega t)\sin \omega t \cdot \mathrm{d}\omega t.} \qquad (15)$$

La fel ca şi funcţia sinusoidală, funcţia cosinusoidală $C(A)$ depinde de amplitudinea mărimii de intrare. Funcţiile $S(A)$ şi $C(A)$ caracterizează complet elementul neliniar cu funcţia $f(x)$, pară. În cele ce urmează, cu scopul generalizării, se consideră că funcţia $f(x)$ este pară, urmînd ca funcţiile impare să fie interpretate ca fiind cazuri particulare. Relaţia generală dintre mărimea de intrare şi mărimea de ieşire, care va fi utilizată în continuare, este :

$$y = \frac{x}{\pi A}\int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t)\sin \omega t \cdot \mathrm{d}\omega t + \frac{\dot{x}}{\pi A \omega}\int_0^{2\pi} f(A \sin \omega t)\cdot \sin \omega t \cdot \mathrm{d}\omega t. \qquad (16)$$

Cu ajutorul relaţiei (16) se liniarizează caracteristica elementului neliniar în vederea aplicării criteriilor clasice de stabilitate. Dacă sistemul conţine mai multe elemente neliniare, se procedează la liniarizare pentru fiecare în parte.

Reprezentările grafice $S(A) = f(A)$ şi $C(A) = f(A)$ sînt uşor de trasat (tabela 1) şi sînt utile în aplicaţii.

2. Calculul lui S(A) şi C(A) pentru funcţii neliniare

Pentru ilustrarea modului de calcul al funcţiei sinusoidale şi al funcţiei cosinusoidale se cercetează cîteva exemple de elemente neliniare, mai frecvent întîlnite în cadrul sistemelor automate.

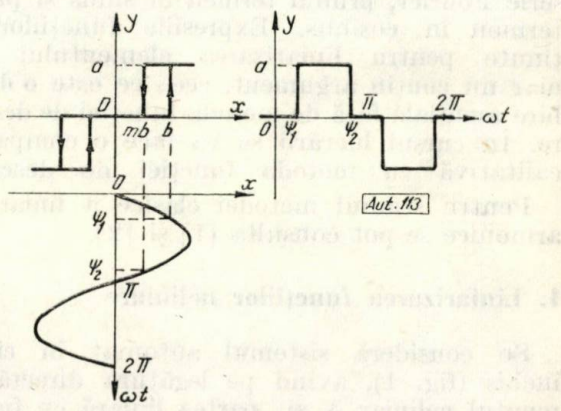


Fig. 4

2.1. *Elemente de tip releu cu prag de saturaţie, prag de insensibilitate şi histerezis*

Elementului cu caracteristica statică din figura 4 i se aplică semnalul sinusoidal de

amplitudine A, rezultînd mărimea de ieşire y sub formă de impulsuri dreptunghiulare. Calculele se efectuează pentru:

$$A \geqslant 0 \quad \text{şi} \quad -1 \leqslant m < 1.$$

Din motive de simetrie, integrarea în baza relaţiilor (9) şi (15) se face de la 0 la π, pe cele trei intervale: $0 \div \psi$, $\psi_1 \div \psi_2$ şi $\psi_2 \div \pi$. Deoarece funcţia y este nenulă numai în intervalul $\psi_1 \div \psi_2$, rezultă (cu notaţia $\omega t = \psi$):

$$S(A) = \frac{2}{\pi A}\int_{\psi_1}^{\psi_2} f(A \sin \psi) \sin \psi \mathrm{d}\psi =$$

$$= \frac{2a}{\pi A}(\cos \psi_1 - \cos \psi_2). \qquad (17)$$

Cunoscînd:

$$\psi_1 = \text{arc sin}\frac{b}{A}, \qquad (18.1)$$

$$\psi_2 = \pi - \text{arc sin}\frac{mb}{A}, \qquad (18.2)$$

se obţine:

$$S(A) = \frac{2a}{\pi A}\left(\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}} + \sqrt{1-\frac{m^2b^2}{A^2}}\right). \qquad (19)$$

În mod analog, pentru funcţia cosinusoidală se obţine:

$$C(A) = \frac{2}{\pi A}\int_{\psi_1}^{\psi_2} f(A \sin \psi)\cos \psi \mathrm{d}\psi = -\frac{2ab}{\pi A^2}(1-m). \qquad (20)$$

În baza relaţiilor (17) şi (20) se calculează $S(A)$ şi $C(A)$ pentru cazurile particulare din figura 5.

2.1.1. Element cu un singur ciclu histerezis (fig. 5, *a*). Pentru $m = -1$ şi $A \geqslant b$, înlocuind în (17) şi (20), se obţine:

$$S(A) = \frac{4a}{\pi A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}; \qquad C(A) = \frac{4ab}{\pi A^2}. \qquad (21)$$

2.1.2. Element cu ciclu histerezis închis (fig. 5, *b*). Pentru $b = A$, din relaţiile (21) rezultă:

$$S(A) = 0; \qquad C(A) = -\frac{4a}{\pi A}. \qquad (22)$$

2.1.3. Element cu prag de insensibilitate şi prag de saturaţie (fig. 5, *c*). Pentru $m = 1$ şi $A \geqslant b$, rezultă:

$$S(A) = \frac{4a}{\pi A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}; \qquad C(A) = 0. \qquad (23)$$

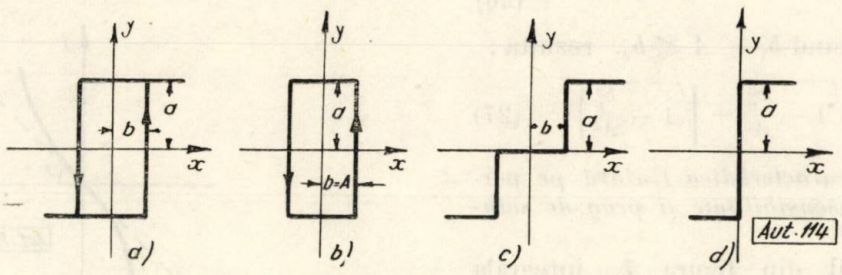


Fig. 5

2.1.4. Element cu prag de saturaţie („tot sau nimic", fig. 5, *d*). Pentru $m = 0$ şi $b = 0$:

$$S(A) = \frac{4a}{\pi A}; \qquad C(A) = 0. \qquad (24)$$

2.2. *Element de tip releu cu caracteristica în trepte*

Treptele au înălţimi egale cu valoarea a (fig. 6).

Funcţia neliniară fiind impară, rezultă $C(A) = 0$, iar $S(A)$ se calculează integrînd pe porţiuni:

$$S(A) = \frac{4}{\pi A}\left[\int_{\psi_1}^{\psi_2} a \sin \psi \,\mathrm{d}\psi + \int_{\psi_1}^{\psi_2} 2a \sin \psi \,\mathrm{d}\psi + \right.$$

$$\left. + \ldots \int_{\psi_{-1}}^{\psi_n} na \sin \psi \,\mathrm{d}\psi + \int_{\psi_n}^{\pi/2} (n+1)\, a \sin \psi \,\mathrm{d}\psi\right].$$

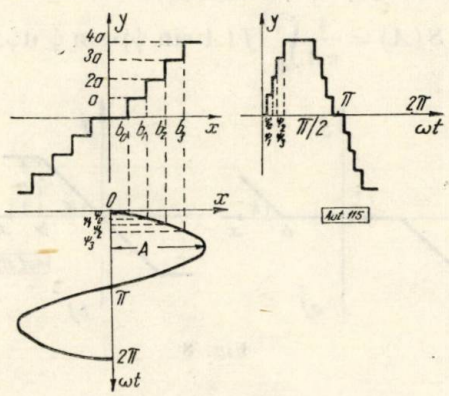


Fig. 6

Efectuînd toate calculele, rezultă:

$$S(A) = \frac{4a}{\pi A}\sum_{i=0}^{n} \cos \psi_i, \qquad (25)$$

în care:

$$\cos \psi_i = \sqrt{1 - \frac{b_i^2}{A^2}}.$$

Deci:

$$S(A) = \frac{4a}{\pi A} \sum_{i=0}^{n} \sqrt{1 - \frac{b_i^2}{A^2}} \text{ pentru } b_n \leqslant A \leqslant b_{n+1}. \tag{26}$$

În cazul particular cînd $b_1 \leqslant A \leqslant b_2$, rezultă:

$$S(A) = \frac{4a}{\pi A}\left(\sqrt{1 - \frac{b_0^2}{A^2}} + \sqrt{1 - \frac{b_1^2}{A^2}}\right). \tag{27}$$

2.3. *Element cu caracteristica liniară pe porţiuni, cu prag de insensibilitate şi prag de saturaţie*

Pentru elementul din figura 7, integrala lui $S(A)$, conform relaţiei (9), are aceeaşi valoare pe fiecare sfert de perioadă, adică se poate scrie:

$$S(A) = \frac{4}{\pi A} \int_0^{\pi/2} f(A \sin \psi) \cdot \sin \psi \, d\psi. \tag{28}$$

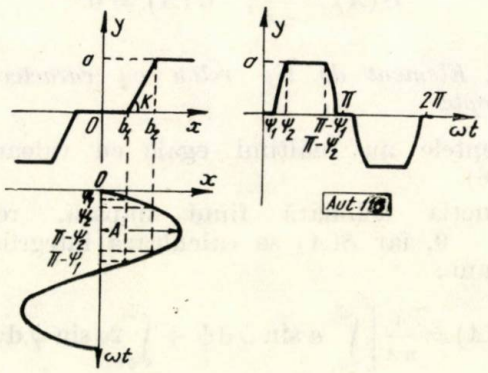


Fig. 7

Deoarece funcţia neliniară este nulă în intervalul $0 \leqslant \psi \leqslant \psi_1$, rezultă:

$$S(A) = \frac{4}{\pi A} \int_{\psi_1}^{\pi/2} f(A \sin \psi) \cdot \sin \psi \, d\psi. \tag{29}$$

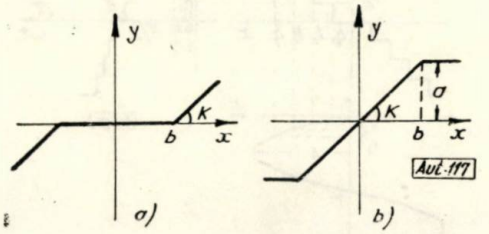


Fig. 8

Înlocuind funcţia neliniară şi despărţind integrala în două, se obţine:

$$S(A) = \frac{4k}{\pi A} \int_{\psi_1}^{\psi_2} (A \sin \psi - b_1) \sin \psi \, d\psi + \frac{4a}{\pi A} \int_{\psi_2}^{\pi/2} \sin \psi \, d\psi. \tag{30}$$

Cunoscînd:

$$a = k(b_2 - b_1), \tag{31.1}$$

$$\psi_1 = \arcsin \frac{b_1}{A}, \tag{31.2}$$

$$\psi_2 = \arcsin \frac{b_2}{A}, \tag{31.3}$$

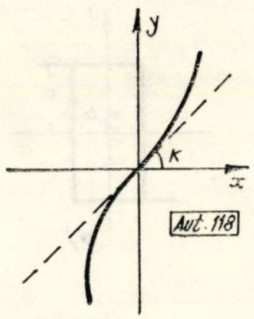


Fig. 9

şi înlocuind în (30), rezultă în final:

$$S(A) = \frac{4k}{\pi}\left(\arcsin \frac{b_2}{A} - \arcsin \frac{b_1}{A} + \frac{b_2}{A}\sqrt{1 - \frac{b_2^2}{A^2}} - \frac{b_1}{A}\sqrt{1 - \frac{b_1^2}{A^2}}\right) A \text{ pentru } A \geqslant b_2. \tag{31}$$

Interesează de asemenea calculul lui $S(A)$ şi $C(A)$ pentru două cazuri particulare (fig. 8).

2.3.1. Element cu prag de insensibilitate (fig. 8, *a*). Deoarece $b_1 = b$ şi $\psi_2 = \pi/2$, din relaţia (31) se obţine:

$$S(A) = k - \frac{2k}{\pi}\left(\arcsin \frac{b}{A} + \frac{b}{A}\sqrt{1 - \frac{b^2}{A^2}}\right) \text{ pentru } A \geqslant b. \tag{32}$$

2.3.2. Element cu prag de saturaţie. Înlocuind în (31) valorile $b_1 = 0$, $b_2 = b$ şi $\psi_1 = 0$, se obţine:

$$S(A) = \frac{2k}{\pi}\left(\arcsin \frac{b}{A} + \frac{b}{A}\sqrt{1 - \frac{b^2}{A^2}}\right). \tag{33}$$

2.4. *Element neliniar cu caracteristică exponenţială*

Se consideră elementul neliniar cu caracteristica statică din figura 9.

Ecuaţia caracteristicii neliniare pentru n impar este:

$$y = k \cdot x^n, \tag{34.1}$$

iar pentru n par este:

$$y = k \cdot x^n \cdot \text{sign. } x, \tag{34.2}$$

n fiind un număr întreg şi pozitiv.

Funcţia sinusoidală se calculează în baza relaţiei (9), rezultînd :

$$S(A) = \frac{4k}{\pi A}\int_0^{\pi/2} A^n \cdot \sin^n\psi \cdot \sin\psi \, d\psi = \frac{4nk \cdot A^{n-1}}{\pi(n+1)}\int_0^{\pi/2} \sin^{n-1}\psi \cdot d\psi. \quad (35)$$

Formula de recurenţă este :

$$S_n(A) = \frac{n A^2}{n+1} \cdot S_{n-1}(A). \quad (36)$$

Deci rezultă în final :

$$S(A) = \frac{3.5 \ldots\ldots n}{4.6 \ldots\ldots (n+1)} k \cdot A^{n-1} \text{ pentru } n \text{ impar}; \quad (37.1)$$

$$S(A) = \frac{4}{\pi} \frac{2.4 \ldots\ldots n}{3.5 \ldots\ldots (n+1)} k \cdot A^{n-1} \text{ pentru } n \text{ par}. \quad (37.2)$$

Rezultatele complete privind calculul funcţiilor $S(A)$ şi $C(A)$ pentru principalele tipuri de elemente neliniare utilizate în instalaţiile de automatizare, precum şi reprezentările grafice ale acestor funcţii, sînt indicate în tabela 1.

Din analiza rezultatelor obţinute se trag următoarele concluzii :

— pentru funcţiile neliniare care nu conţin cicluri histerezis, funcţia cosinusoidală $C(A)$ este nulă ;

— schimbarea sensului de circulaţie în ciclurile histerezis implică schimbarea semnului lui $C(A)$;

— pentru funcţii neliniare cu ciclu histerezis închis, funcţia $C(A)$ este nulă dacă amplitudinea A a mărimii de intrare este egală cu valoarea maximă de pe abscisa ciclului.

În continuare, este necesar să se analizeze modul de utilizare a funcţiilor sinusoidale şi cosinusoidale pentru studiul stabilităţii sistemelor automate conţinînd un singur element neliniar, urmînd generalizarea pentru sisteme automate cu două sau mai multe elemente neliniare. Dintre sistemele automate cu un singur element neliniar se analizează întîi ca zul elementelor fără histerezis, care au $C(A)=0$-

3. Stabilitatea sistemelor automate cu un element neliniar fără histerezis

Problema poate fi abordată în două moduri, după cum se cunoaşte funcţia de transfer a părţii liniare a sistemului automat şi caracteristica statică a elementului neliniar sau se cunoaşte sistemul de ecuaţii diferenţiale sub formă canonică, ce caracterizează funcţionarea întregului sistem automat.

Tabela 1

Caracteristica statică	$S(A)$	$C(A)$	Reprezentare grafică
1	$S=\frac{4a}{\pi A}$	0	
2	$S=\frac{4a}{\pi A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}$	0	
3	$S=K-\frac{2K}{\pi}\left(\arcsin\frac{b}{A}+\frac{b}{A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}\right)$, $A\geq b$	0	
4	$S=\frac{2K}{\pi}\left(\arcsin\frac{b}{A}+\frac{b}{A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}\right)$, $A\geq b$	0	
5	$S=\frac{4K}{\pi}\left(\arcsin\frac{b_2}{A}-\arcsin\frac{b_1}{A}+\frac{b_2}{A}\sqrt{1-\frac{b_2^2}{A^2}}-\frac{b_1}{A}\sqrt{1-\frac{b_1^2}{A_2}}\right)$, $A\geq b_2$	0	
6	$S=K-\frac{2}{\pi}(K-K_0)\left(\arcsin\frac{b}{A}+\frac{b}{A}\cdot\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}\right)$	0	
7	$S=\frac{4a}{\pi A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}$	$C=-\frac{4ab}{\pi A^2}$	

Tabela 1 (continuare)

Caracteristica statică	$S(A)$	$C(A)$	Reprezentare grafică
8	$S=\frac{2a}{\pi A}\left(\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}+\sqrt{1-\frac{m^2b^2}{A^2}}\right)$	$C=-\frac{2ab}{\pi A^2}(1-m)$	
9	$S=\frac{K}{\pi}\left[\frac{\pi}{2}+\arcsin\left(1-\frac{2b}{A}\right)+2\left(1-\frac{2b}{A}\right)\cdot\sqrt{\frac{b}{A}\left(1-\frac{b}{A}\right)}\right]$, pt. $A\geq b$	$C=-\frac{4Kb}{\pi A}\left(1-\frac{b}{A}\right)$	
10	$S=\frac{2a}{\pi A}\left(\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}+\sqrt{1-\frac{m^2b^2}{A^2}}\right)$	$C=-\frac{2ab}{\pi A^2}(1+\lvert m\rvert)$	
11	0	$C=-\frac{4a}{\pi A}$	
12	$S=\frac{4a}{\pi A}\left(\sqrt{1-\frac{b_0^2}{A^2}}+\sqrt{1-\frac{b_1^2}{A^2}}+\ldots\right)$	0	
13	$S=\frac{K}{\pi}\left[\arcsin\frac{a+Kb}{KA}+\arcsin\frac{a-Kb}{KA}+\arcsin\frac{mb}{A}+\frac{a+Kb}{KA}\cdot\sqrt{1-\frac{(a+Kb)^2}{K^2A^2}}+\frac{a+mKb}{KA}\sqrt{1-\frac{(a+mKb)^2}{K^2A^2}}+\frac{b}{A}\sqrt{1-\frac{b^2}{A^2}}-\frac{mb}{A}\sqrt{1-\frac{m^2b^2}{A^2}}\right]$, pt. $A\geq\frac{a+Kb}{K}$	$C=-\frac{2ab(1-m)}{\pi A^2}$, pt. $A\geq\frac{a+Kb}{K}$	
14	$S=\frac{K}{\pi}\left[\arcsin\frac{a+Kb}{KA}+\arcsin\frac{a-Kb}{KA}+\frac{a+Kb}{KA}\sqrt{1-\frac{(a+Kb)^2}{K^2A^2}}+\frac{a-Kb}{KA}\cdot\sqrt{1-\frac{(a-Kb)^2}{K^2A^2}}\right]$, pt. $A\geq\frac{a+Kb}{K}$	$C=-\frac{4ab}{\pi A^2}$	

Cazul 1

Se consideră schema sistemului automat din figura 10.

Partea liniară are funcţia de transfer :

$$L(s) = \frac{P(s)}{R(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + \ldots\ldots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \ldots\ldots + a_0}, \quad n \geqslant m, \tag{38}$$

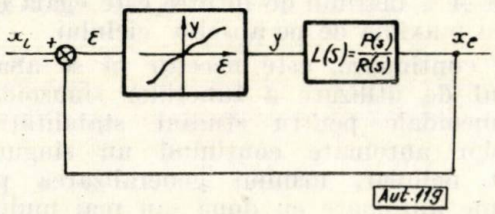


Fig. 10

iar pentru partea neliniară se cunoaşte caracteristica statică $y = f(\varepsilon)$. În baza relaţiei (9) se calculează funcţia sinusoidală $S(A)$ a elementului neliniar, în care $A = \varepsilon_1$ este amplitudinea semnalului sinusoidal de eroare.

Prin liniarizare armonică, funcţia de transfer a sistemului automat în circuit deschis devine :

$$Y(s) = S(A) \cdot L(s) = S(\varepsilon_1) \cdot \frac{b_m s^m + \ldots\ldots + b_0}{a_n s^n + \ldots\ldots + a_0}. \tag{39}$$

Ecuaţia caracteristică utilizată la studiul stabilităţii absolute este :

$$1 + Y(s) = 0, \quad \text{deci :}$$

$$a_n s^n + \ldots\ldots + a_0 + S(\varepsilon_1)[b_m s^m + \ldots\ldots + b_0] = 0. \tag{40}$$

Ordonînd termenii după puterile lui s, rezultă forma finală a ecuaţiei caracteristice :

$$c_n s^n + \ldots\ldots + c_m s^m + \ldots\ldots + c_0 = 0. \tag{41}$$

Coeficienţii $c_{m+1} \ldots\ldots c_n$ satisfac relaţia $c_i = a_i$ şi nu depind de ε_1.

Coeficienţii $c_0 \ldots\ldots c_m$ sînt daţi de relaţia :

$$c_j = a_j + S(\varepsilon_1)\, b_j.$$

Prin aplicarea determinantului Hurwitz rezultă :

$$\Delta H = \begin{vmatrix} c_{n-1} & c_{n-3} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ c_n & c_{n-2} & \cdot & & & & & \\ 0 & & \cdot & & & & & \\ \cdot & & & \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \cdot & & & \\ \cdot & & & & & \cdot & & \\ \cdot & & & & & & \cdot & \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & c_0 \end{vmatrix} \tag{42}$$

Condiţia de stabilitate impunînd ca toţi minorii principali să satisfacă relaţia :

$$\Delta H_j = f_j(\varepsilon_1) \geqslant 0, \tag{43}$$

trebuie să se verifice stabilitatea pentru ε^1 dat sau să se calculeze limitele admisibile de variaţie a lui ε_1, astfel încît sistemul să fie stabil.

Rezultatele obţinute prin această metodă pot fi comparate cu cele obţinute pe baza criteriilor lui M. A. Aizerman, V. M. Popov etc., elaborate pentru sisteme conţinînd un singur element neliniar a cărui caracteristică statică este cuprinsă între axa absciselor şi o dreaptă de pantă dată [3], [4], [6], [7].

Pornindu-se de la relaţia (39) se poate aplica şi metoda de sinteză a locului rădăcinilor [5], însă nu în raport cu constanta de amplificare în circuit deschis ci în raport cu ε_1.

Exemplu

Să se studieze condiţiile de stabilitate absolută pentru sistemul automat din figura 11. Funcţia sinusoidală a elementului neliniar este :

$$S(A) = \frac{2k}{\pi}\left(\arcsin\frac{b}{A} + \frac{b}{A}\sqrt{1 - \frac{b^2}{A^2}}\right), \text{ în care } A = \varepsilon_1.$$

Funcţia de transfer a sistemului liniarizat în circuit deschis este :

$$Y(s) = \frac{k_1 k_2 \cdot S(\varepsilon_1)}{s(1 + T \cdot s)}, \quad k_1 k_2 = k_3,$$

de unde rezultă ecuaţia caracteristică :

$$T \cdot s^2 + s + k_3 S(\varepsilon_1) = 0.$$

Aplicînd determinantul Hurwitz, rezultă în final condiţia de stabilitate absolută :

$$\frac{2k k_3}{\pi}\left(\arcsin\frac{b}{\varepsilon_1} + \frac{b}{\varepsilon_1}\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}}\right) > 0, \tag{44}$$

de unde se pot trage concluzii privind limitele admisibile de variaţie ale lui ε_1, pentru b şi k date.

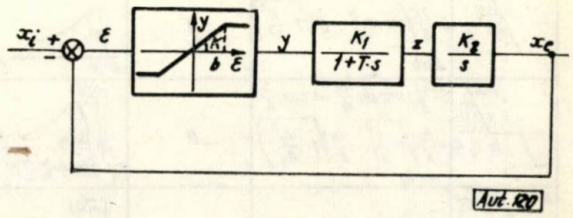


Fig. 11

Cazul 2

Se consideră un sistem automat format din n elemente, pentru care ecuaţiile diferenţiale de funcţionare se scriu sub formă canonică.

Dacă sistemul automat conţine numai elemente liniare, atunci sistemul de ecuaţii este:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_{11}\,x_1 + a_{12}\,x_2 + \ldots\ldots\ldots + a_{1n}\,x_n \\ \vdots \\ \dot{x}_n = a_{n1}\,x_1 + a_{n2}\,x_2 + \ldots\ldots\ldots + a_{nn}\,x_n \end{cases} \quad (45)$$

Cercetarea stabilităţii absolute se face pornindu-se de la ecuaţia caracteristică:

$$\Delta_c(s) = \begin{vmatrix} a_{11}-s & a_{12} & \ldots\ldots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22}-s & \ldots\ldots & a_{2n} \\ \vdots & & & \\ a_{n1} & a_{n2} & \ldots\ldots & a_{nn}-s \end{vmatrix} \quad (46)$$

În cazul cînd sistemul automat conţine un element neliniar, atunci o parte din coeficienţii a vor fi înlocuiţi prin funcţii sinusoidale $S(A)$. De exemplu, dacă elementul neliniar are mărimea de intrare x_i şi mărimea de ieşire x_j, atunci coeficienţii a_{ji} şi a_{ij} devin funcţii neliniare. Ca urmare, în ecuaţia caracteristică apare funcţia $S(A)$, deci:

$$\Delta_c(s) = f[S(A),\ a_{11} \ldots\ldots a_{nn}]. \quad (47)$$

Ordonînd termenii ecuaţiei caracteristice după puterile lui s, se obţine:

$$\Delta_c(s) = c_n\,s^n + \ldots\ldots c_0, \quad (48)$$

în care unul sau mai mulţi coeficienţi c sînt funcţii de A. Pentru studiul stabilităţii se calculează determinantul Hurwitz ΔH şi minorii săi ΔH_j, care vor fi funcţii de A:

$$\Delta H_j = f_j(A). \quad (49)$$

În continuare se procedează ca şi în cazul 1. Trecerea de la cazul 1 la cazul 2 se poate face prin descompunerea funcţiei de transfer $L(s)$ după regula lui Heaveside, astfel încît transformata inversă să dea, în relaţia de dependenţă dintre mărimea de intrare şi mărimea de ieşire a elementului neliniar, numai derivate de ordinul întîi.

În practică, este convenabil ca mărimea A să fie amplitudinea semnalului sinusoidal de eroare. Reluînd exemplul din figura 11, se scriu ecuaţiile de funcţionare sub formă canonică:

$$\begin{cases} x_i - x_e = \varepsilon \\ y = f(\varepsilon) \\ k_1 \cdot y = z + T \cdot \dot{z} \\ k_4 = \dot{x}_e \end{cases}$$

Calculînd ecuaţia caracteristică şi determinantul Hurwitz, rezultă condiţia de stabilitate absolută (44).

În ambele cazuri studiate, zonele stabile de funcţionare se pot interpreta grafic după procedeul Magnus [8], în planul a două variabile (pentru exemplul dat, mărimile $k \cdot k_3$ şi b), cînd A variază în limitele impuse; acest procedeu este însă mai semnificativ în cazul sistemelor conţinînd elemente cu $C(A) \neq 0$.

Notaţii

A	—	amplitudinea semnalului sinusoidal;
a, b, c	—	coeficienţi;
$C(A)$	—	funcţie cosinusoidală;
k	—	panta caracteristicii liniare;
$L(s)$	—	funcţia de transfer a părţii liniare;
m	—	coeficient subunitar;
n	—	număr întreg şi pozitiv;
$S(A)$	—	funcţie sinusoidală;
s	—	operatorul Heaveside;
x	—	mărimea de intrare în elementul neliniar;
y	—	mărimea de ieşire din elementul neliniar;
ΔH	—	determinantul Hurwitz;
$\Delta_c(s)$	—	determinantul ecuaţiei caracteristice;
ε	—	eroare;
ε_1	—	amplitudinea semnalului sinusoidal de eroare;
ω	—	pulsaţia.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gibson, J. E. *Sisteme automate neliniare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[2] Popov, E. P., Paltov, I. P. *Metode aproximative de cercetare a sistemelor automate neliniare.* Moscova, 1960.

[3] La Salle, J., Lefschetz, S. *Stability by Ljapunov's direct method.* New York, 1961.

[4] Aizerman, M. A., Gantmacher, R. F. *Die absolute Stabilität von Regelsystemen.* München, 1965.

[5] Gille, J. C., Decaulne, P., Pelegrin, M. *Méthodes modernes d'étude des systèmes asservis.* Paris, 1960.

[6] Schmidt, G., Preusche, G. *Popovs Stabilitätssatz als Mittel zur teilweisen Bestätigung von Aizermans Vermutung.* In: Regelungstechnik, nr. 1, 1967.

[7] Schmidt, G. *Zur Stabilitätsanalyse nichtlinearer Regelsysteme auf Grund des Kriteriums von V. M. Popov.* In: Messen-Steuern-Regeln, nr. 12, 1966.

[8] Krineţki, I. I. *Calculul sistemelor automate neliniare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

Dr. D. VAIDA

Aplicaţii ale polinoamelor ortogonale la inversarea matricelor

Calculatoarele electronice sînt utilizate frecvent la determinarea numerică a inverselor matricelor, care apar în cele mai diferite aplicaţii [1].

În acest sens ne putem referi la exemplul care urmează, datorit lui W. W. Leontief [2]. Fie $F_1, F_2, \ldots F_N$, N industrii, fie x_i producţia industriei i ($i = 1,2, \ldots, N$) şi fie y_i cantitatea produsă de industria i şi pusă în comerţ. În aceste condiţii, se pune problema de a exprima vectorul $x = (x_1, x_2, \ldots, x_N)$, care reprezintă producţia, în funcţie de vectorul $y = (y_1, y_2, \ldots, y_N)$, care reprezintă consumul final. Introducînd în calcule *matricea de structură* $A = (a_{ij})$, se deduce că:

$$(I-A)\,x = y,$$

unde I este matricea unitate.

În ipoteza că matricea $I-A$ este nesingulară, se obţine:

$$x = (I-A)^{-1}\,y, \tag{1}$$

unde $(I-A)^{-1}$ este matricea inversă. *Relaţia* (1) *rezolvă problema pusă, reducînd-o la determinarea inversei unei matrice.*

O clasă importantă de metode numerice de inversare a matricelor o constituie metodele iterative [3], [4]. Aplicarea acestor metode întîlneşte uneori o dificultate, pentru înlăturarea căreia se fac eforturi. *Dificultatea constă în faptul că, suficient de frecvent şi în probleme importante, convergenţa şirului de aproximaţii este lentă.*

Pentru a remedia această situaţie a apărut ideea de a alege valorile pentru parametri, astfel încît, în sensul vitezei de convergenţă, selecţia să fie *optimă*. Alegerea celor mai convenabili factori de relaxare conduce la o problemă de teoria constructivă a funcţiilor reale, şi anume la aceea a determinării unor polinoame cu o anumită proprietate de extrem.

În cele ce urmează, ne ocupăm de *o aplicaţie a funcţiei delta a lui Dirac în calculul numeric al inversei unei matrice* X cu elemente numere reale.

Un caz important este acela în care *matricea* X *este simetrică şi pozitiv definită, cu spectrul în interiorul intervalului unitate.* În consideraţiile care urmează se presupune că această condiţie este îndeplinită totdeauna.

Un calcul imediat ne arată că, dacă X_0 este o matrice permutabilă cu matricea X, cu proprietatea:

$$\|I-XX_0\| < 1, \tag{2}$$

atunci şirul de matrice definit de:

$$X_0 \text{ şi } X_{n+1} = X_n\,(2I-XX_n) \tag{3}$$

converge către matricea inversă X^{-1}, astfel încît să avem:

$$I - XX_n = (I - XX_0)^{2^n}$$

[5], [6].

Vom lua ca aproximaţie iniţială un polinom de matricea X, punînd:

$$X_0 = A_p\,(X)$$

($A_p(X)$ este un polinom matricial de gradul p).

Prin urmare, $I - XX_0 = I - XA_p\,(X) = P_{p+1}\,(X)$. Aproximaţiei astfel alese îi asociem polinomul real $P_{p+1}\,(x)$. Evident:

$$P_{p+1}\,(0) = 1. \tag{4}$$

Invers, oricărui polinom $P_{p+1}\,(x)$ care ia în origine valoarea 1 îi corespunde o aproximaţie iniţială X_0. *În felul acesta se stabileşte o corespondenţă biunivocă între diferitele moduri de a alege o aproximaţie iniţială şi polinoamele reale care iau în origine valoarea 1.*

În aceşti termeni, problema care se pune este următoarea: *fiind dată matricea* X, *să se găsească aproximaţia iniţială optimă.* Neputînd rezolva această problemă, ne vom mărgini să soluţionăm următoarea problemă mai simplă: *fiind dată clasa de matrice:*

$$C_{ab} = \{X \mid a \leqq \lambda_m \leqq \lambda_M \leqq b\},$$

să se găsească aproximaţia iniţială optimă pentru această clasă (λ_m, respectiv λ_M, este valoarea proprie minimă, respectiv maximă, a matricei în chestiune).

Raţia de convergenţă a şirului de matrice este dată de matricea $I-XX_0$. Deoarece $I-XX_0 = P_{p+1}\,(X)$, putem să scriem:

$$\sup_{X \in C_{ab}} \|I - XX_0\| = \max_{x \in [a,b]} |P_{p+1}\,(x)|. \tag{5}$$

Avînd în vedere relaţia (4), precum şi condiţia de extrem care rezultă din relaţia (5), deducem că polinomul care urmează să fie determinat este un polinom de aproximaţie pentru funcţia delta normalizată a lui Dirac [7]—[9].

Pentru a rezolva problema pusă vom folosi teorema care urmează, datorită lui V. A. Markov [10].

Fie x_0 *o valoare care verifică inegalitatea* $x_0 > 1$.

Printre toate polinoamele $A_m(x)$ *cu proprietăţile:*

gradul lui $A_m\,(x)$ este cel mult m,

$$A_m\,(x_0) = 1,$$

există unul şi numai unul, astfel încît valoarea $\|A_m\|_C$ *să fie minimă pentru* $x \in [-1,1]$.

Acest polinom este dat de expresia :

$$P_m(x) = \frac{T_m(x)}{T_m(x_0)},$$

unde $T_m(x)$ este polinomul lui Cebîşev de speţa întîi.

În conformitate cu această teoremă, soluţia problemei de care ne ocupăm, în sensul aproximaţiei lui P. L. Cebîşev, este următoarea :

$$P_{p+1}(x) = \frac{1}{T_{p+1}\left(\frac{(b+a)}{(b-a)}\right)} T_{p+1}\left(-\frac{2}{b-a}x + \frac{b+a}{b-a}\right). \quad (6)$$

Ţinînd seamă de proprietăţile polinoamelor ortogonale introduse, deducem că în cazul alegerii (6), avem egalitatea :

$$\sup_{X \in C_{ab}} \| I - XX_0 \| = \frac{1}{T_{p+1}\left(\frac{b+a}{b-a}\right)}.$$

Pentru a compara procedeul modificat cu procedeul iniţial, definit de aproximaţia $X_0 = I$, facem raportul dintre raţiile de convergenţă, şi anume raportul dintre raţia de convergenţă corespunzătoare celui mai nefavorabil caz $T_{p+1}^{-1}[(b+a)/(b-a)]$ şi raţia corespunzătoare celui mai favorabil caz $1-b$. Notînd acest raport cu $k_p(a,b)$, avem :

$$k_p(a,b) = \left[(1-b)\, T_{p+1}\left(\frac{b+a}{b-a}\right)\right]^{-1}.$$

Valoarea $k_p(a,b)$ reprezintă o majorantă pentru mulţimea rapoartelor de forma $\frac{r_m}{r_i}$, unde r_m este raţia în procedeul modificat şi r_i este raţia în procedeul iniţial.

Fie $c = (1 - \sqrt{a})/(1 + \sqrt{a})$. Avînd în vedere proprietăţile pe care le au polinoamele Cebîşev de speţa întîi, putem să scriem :

$$k_p(a,b) = \left[\left(c^{p+1} + \frac{1}{c^{p+1}}\right)\frac{1}{2}\, b\right]^{-1}.$$

Accelerarea vitezei de convergenţă, care rezultă prin aplicarea procedeului modificat de inversare numerică a matricelor, este pusă în evidenţă în tabelele numerice calculate. În esenţă, aceste rezultate ne arată comportarea funcţiei $k_p(a,b)$, în raport cu variaţia argumentelor a şi b, pentru valorile $p = 2, 3, 4, 5, 6$. În coloana întîi apar valorile lui a, în coloana a doua valorile lui b şi în coloana a treia valorile lui $k_p(a, b)$ (pentru exemplificare se anexează tabela care corespunde cazului $p = 3$).

Un al doilea mod în care se poate defini o metrică, astfel încît să se ajungă la polinoame

Tabela 1

Cazul $p = 3$

.06	.87	.305443829
.06	.90	.295262367
.06	.92	.288843621
.05	.87	.363083892
.05	.90	.350981096
.05	.92	.343351072
.05	.94	.336045729
.04	.97	.437041272
.04	.90	.422473230
.04	.92	.413289028
.04	.94	.404495644
.03	.87	.534510460
.03	.90	.516693445
.03	.92	.505460978
.03	.94	.494706490
.03	.96	.484400105
.02	.87	.667533782
.02	.90	.645282656
.02	.92	.631254772
.02	.94	.617823819
.02	.96	.604952490
.015	.87	.753560711
.015	.90	.728442021
.015	.92	.712606324
.015	.94	.697444488
.015	.96	.682914395
.015	.98	.668977367
.01	.87	.857893782
.01	.90	.829297323
.01	.92	.811269120
.01	.94	.794008075
.01	.96	.777466240
.01	.98	.761599582
.005	.87	.986735423
.005	.90	.953844242
.005	.92	.933108496
.005	.94	.913255124
.005	.96	.894228977
.005	.98	.875979405
.005	.99	.867131129
.005	.100	.864511397

de aproximaţie pentru funcţia delta comode pentru calcul, este acela definit de relaţia :

$$f = \left[\int_a^b f^2(x)\, dx\right]^{\frac{1}{2}}.$$

În acest caz, se ajunge la o problemă de aproximare, în sensul minimizării abaterii pătratice. *Soluţia este dată de dezvoltarea funcţiei delta în serie Fourier* [11]. Dezvoltarea în serie trigonometrică ne conduce la expresia :

$$P_{p+1}(x) = \frac{1 - T_{p+2}(1-2x)}{(p+2)\, ^2 2x}.$$

Este interesant de notat faptul că se pot da procedee de mărire a vitezei de convergenţă care nu utilizează nici o informaţie asupra valorilor proprii ale matricei şi care nu fac uz de teoria polinoamelor ortogonale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Todd, J. *Survey of numerical analysis.* New York, 1962.

[2] Leontief, W. W. *Computing problems arising in connection with economic analysis of interindustry relationships.* In: Proc. sympos. large-scale digital calc. mach. Harvard University, 1948, p. 169—175.

[3] Householder, A. S. *Principles of numerical analysis.* New York, 1953.

[4] Stiefel, E. L. *Kernel polynomials in linear algebra and their numerical applications.* In: Further contributions to the solution of simultaneous linear equations and the determination of eigenvalues. Washington, National bureau of standards 49 (1958), 1—22.

[5] Bargmann, V., Montgomery, D., Neumann, J. *Solution of linear systems of high order.* Bureau of ordnance, 1946 (contract NORD 9596).

[6] Schulz, G. *Iterative Berechnung der reziproken Matrix.* ZAMM 13 (1933), p. 57—59.

[7] Dirac, P. A. M. *The physical interpretation of quantum dynamics.* In: Proc. royal soc. A 113 (1926—1927), p. 621—641.

[8] Schwartz, L. *Théorie des distributions.* Paris, 1950—1951.

[9] Dirac, P. A. M. *The principles of quantum mechanics.* Oxford, 1958.

[10] Markov, V. A. *Über Polynome die in einem gegeben Intervalle möglichst wenig von Null abweichen.* In: Math. ann. 77 (1916), p. 213—258.

[11] Lanczos, C. *Chebyshev polynomials in the solution of large-scale linear systems.* In: Proc. ACM (Toronto, sept 8—10, 1952). Washington, Sauls litograph, 1953, p. 124—173.

Dr. ing. N. RACOVEANU şi ing. Gh. DODESCU

Multiplicator parametric cu diodă condensator

Schema de multiplicare are două intrări şi o ieşire; notînd cu x şi y tensiunile aplicate la intrări şi cu z tensiunea de la ieşire, între cele 3 mărimi va exista relaţia $z = x \cdot y$. Pentru realizarea circuitelor de multiplicare se descriu în literatură mai multe variante, care se împart în două mari clase:

— circuite bazate pe montajele cu diode;

— circuite care utilizează tehnica modulaţiei.

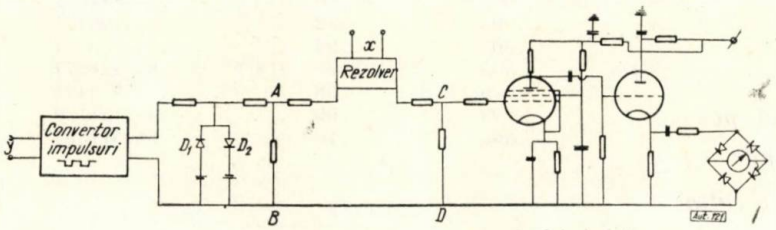


Fig. 1

La multiplicatorul parametric cu diodă condensator descris în cele ce urmează mărimea y este introdusă prin o convertire a semnalului de tensiune în frecvenţă, iar a doua mărime x este introdusă parametric, acţionînd asupra capacităţii dinamice a unei joncţiuni $p—n$.

Schema multiplicatorului cu diodă condensator este dată în figura 1.

Pentru realizarea acestui dispozitiv de înmulţire s-a utilizat proprietatea de variaţie a capacităţii unei diode condensator polarizate invers în funcţie de tensiunea de intrare x.

Variaţia capacităţii diodei polarizate invers în funcţie de tensiune are aspectul din figura 2.

Pentru a se obţine o variaţie liniară a capacităţii dinamice în funcţie de tensiunea x, care reprezintă un termen al produsului, s-a utilizat un rezolver a cărui schemă este dată în figura 3.

Al doilea termen al produsului materializat prin tensiunea y este introdus într-un convertor care converteşte tensiunea în frecvenţă. Acest semnal este trecut în continuare printr-un dispozitiv de limitare D_1D_2, obţinîndu-se în punctele AB o tensiune a cărei variaţie are loc după funcţia sinus dreptunghiular.

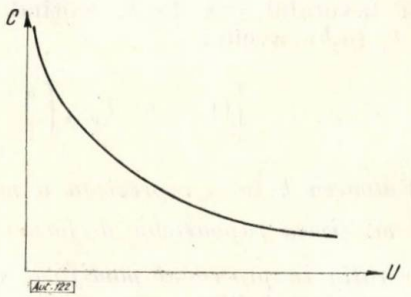


Fig. 2

Pentru a evita detecţia la tensiune prea mică, impulsurile de la bornele rezistorului

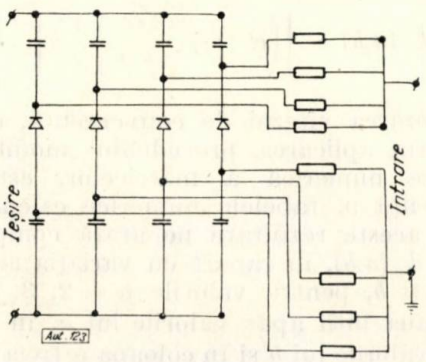


Fig. 3

CD sînt în prealabil amplificate. După amplificare, semnalul este trecut printr-o punte de detecţie. Valoarea media a curentului redresat

este proporţională cu constanta de timp $\tau = RC$ a circuitului şi frecvenţa semnalului y. Valoarea medie a curentului obţinut la ieşire este proporţională cu produsul mărimilor aplicate la intrare. Schema-bloc a multiplicatorului este

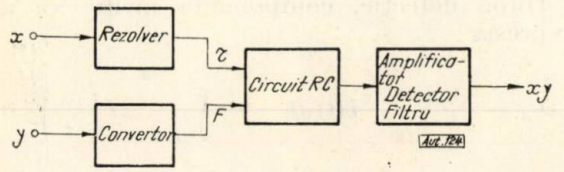


Fig. 4

dată în figura 4, unde x şi y sînt potenţiale de intrare.

Analiza matematică a schemei de multiplicare

Capacităţile variabile ale diodelor din figura 3 sînt reprezentate prin capacitatea C a condensatorului din figura 5,

unde :

C este capacitatea dinamică a joncţiunii $p-n$ polarizate invers, presupusă independentă de curentul i ;
R — rezistenţa constantă ;
e — sursă de tensiune de formă dreptunghiulară ;

$$e = E \sin 2\pi Ft \ , \quad \text{unde } T = \frac{1}{F} \text{ şi}$$

$$e = \begin{cases} + E \text{ pentru } t \in \left(NT, (2N+1)\frac{T}{2}\right) \\ - E \text{ pentru } t \in \left((2N+1)\frac{T}{2}, (2N+2)\frac{T}{2}\right) \end{cases}$$

$$N = 0,1,2,3,4.$$

Variaţia sursei de tensiune e este dată în figura 6.

Variabila x acţionează asupra constantei de timp $\tau = RC$ şi variabila y asupra frecvenţei

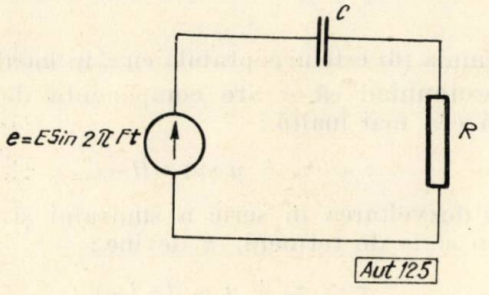


Fig. 5

F a sursei de tensiune dreptunghiulară. Rezolverul realizează liniaritatea între x şi τ, iar convertorul este presupus a fi liniar. Cu τ constant, circuitul RC reprezintă principiul unui frecvenţmetru obişnuit.

O analiză neriguroasă dar utilă a circuitului RC cu variabila τ este următoarea :

$$i + \frac{1}{\tau}\int i dt = I \sin 2\pi Ft ;$$

$$\tau = RC > 0 ; \quad I = \frac{E}{R} ; \quad F = \text{ct.}$$

Derivînd această relaţie rezultă :

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{\tau} i - \frac{\frac{d\tau}{dt}}{\tau^2}\int i dt = 2I \sum_{-\infty}^{+\infty} (-1)^K \delta (t - t_K), \quad (1)$$

unde $\delta (t - t_K)$ reprezintă impulsul Dirac în punctul t_K, $\int i dt$ este mărginită şi $\tau > 0$.

Presupunînd că τ variază foarte lent :

$$\frac{d\tau}{dt}\int i dt \ll \tau^2.$$

Cu această aproximare relaţia (1) devine :

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{\tau} i = 2I \sum_{-\infty}^{+\infty} (-1)^K \delta (t - t_K). \quad (2)$$

La început vom examina soluţia periodică a ecuaţiei (1) cu $\tau = \tau_0 = \text{ct.}$

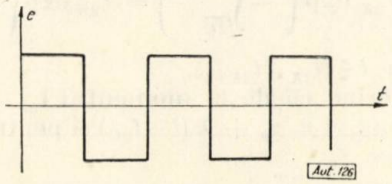


Fig. 6

În intervalul (t_K, t_{K+1}) soluţia este :

$$i(t) = \mathcal{J}_k \exp\left(-\frac{(t - t_K)}{\tau_0}\right)$$

şi avem :

$$i (t_{K+1} + 0) = \mathcal{J}_{K+1} ;$$

$$i (t_{K+1} - 0) = \mathcal{J}_K \exp\left(-\frac{T}{2\tau_0}\right) ; \quad T = \frac{1}{F} .$$

În punctele de discontinuitate :

$$i (t_{K+1} + 0) - i (t_{K+1} - 0) = 2 (-1)^{K+1} I.$$

Ca urmare rezultă :

$$\mathcal{J}_{K+1} = \mathcal{J}_K \exp\left(-\frac{T}{2\tau_0}\right) + 2 (-1)^{K+1} I.$$

Datorită periodicităţii, $\mathcal{J}_{K+2} = \mathcal{J}_K$.

După o serie de calcule se obţine :

$$i (t) = \frac{2I}{1 + \exp\left(-\frac{T}{2\tau_0}\right)} \exp\left(-\frac{t - t_K}{\tau_0}\right) \sin 2\pi Ft. \quad (3)$$

Trecînd prin detectorul cu diode, componenta medie este de forma :

$$I_m = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i(t)\,dt = 2I\,\frac{1-\exp\left(-\frac{1}{2\tau_0 F}\right)}{1+\exp\left(-\frac{1}{2\tau_0 F}\right)}\,\tau F.$$

Cu τF foarte mic, expresia :

$$\frac{1-\exp\left(-\frac{1}{2\tau_0 F}\right)}{1+\exp\left(-\frac{1}{2\tau_0 F}\right)} \approx 1,$$

de unde rezultă :

$$I_m \cong 2I\ \tau_0 F. \qquad (4)$$

Practic, pentru $\tau_0 < \frac{T}{10}$ aproximaţia e acceptabilă.

Vom considera în continuare cazul în care τ variază foarte lent, plecînd de la punctul t_{2K} şi presupunînd $\tau < \frac{T}{10}$.

În aceste condiţii, soluţia ecuaţiei (2) se obţine prin metoda separării variabilelor de forma :

$$i(t) = \mathcal{J}_{2K}\exp\left(-\int_{t_{2K}}^{t}\frac{dt}{\tau}\right) = \mathcal{J}_{2K}\exp\left(-\frac{t-t_{2K}}{\tau}\right).$$

Pentru $t \in (t_{2K},\ t_{2K+1})$.

Considerînd că de la momentul t_{2K} τ variază sub forma : $\tau = \tau_0 + \lambda\,(t-t_{2K})$ şi pentru $t < t_{2K}$ avem $\tau = \tau_0$.

Condiţia $\tau < \frac{T}{10}$ justifică următoarea aproximaţie :

$$\mathcal{J}_{2K} \cong 2I.$$

În acest caz :

$$i(t) = 2I\ \exp\left(-\int_{t_{2K}}^{t}\frac{dt}{\tau_0+\lambda\,(t-t_{2K})}\right).$$

Dar calculînd această integrală rezultă :

$$\int_{t_{2K}}^{t}\frac{dt}{\tau_0+\lambda\,(t-t_{2K})} = \frac{1}{\lambda}\ln\left[\tau_0+\lambda\,(t-t_{2K})\right]\Big|_{t_{2K}}^{t} =$$

$$= \frac{1}{\lambda}\left[\ln\left[\tau_0+\lambda(t-t_{2K})\right]-\ln\left[\tau_0+\lambda(t_{2K}-t_{2K})\right]\right] =$$

$$= \frac{1}{\lambda}(\ln\tau-\ln\tau_0) = \frac{1}{\lambda}\ln\frac{\tau}{\tau_0} = \ln\left(\frac{\tau}{\tau_0}\right)^{\frac{1}{\lambda}}.$$

De unde rezultă că :

$$\exp\left(-\int_{t_{2K}}^{t}\frac{dt}{\tau_0+\lambda(t-t_{2K})}\right) = \exp\left[-\frac{1}{\lambda}\ln\left(\frac{\tau}{\tau_0}\right)\right] =$$

$$= \exp\left(\frac{1}{\lambda}\ln\frac{\tau_0}{\tau}\right) = \exp\left[\ln\left(\frac{\tau_0}{\tau_0}\right)^{\frac{1}{\lambda}}\right] = \left(\frac{\tau_0}{\tau}\right)^{\frac{1}{\lambda}}.$$

După aceste calcule, $i(t)$ are expresia :

$$i(t) = 2I\left(\frac{\tau_0}{\tau}\right)^{\frac{1}{\lambda}}. \qquad (5)$$

După detecţie, componenta medie va avea expresia :

$$\mathcal{J}_m = \frac{1}{T}\int_{t_{2K}}^{t_{2K}+\frac{T}{2}} i(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_{t_{2K}}^{t_{2K}+\frac{T}{2}} 2I\left(\frac{\tau_0}{\tau}\right)^{\frac{1}{\lambda}} dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_{t_{2K}}^{t_{2K}+\frac{T}{2}} 2I\left(\frac{\tau_0}{\tau_0+\lambda\,(t-t_{2K})}\right)^{\frac{1}{\lambda}} dt =$$

$$= 2I\,F\,\tau_0^{\frac{1}{\lambda}}\int_{t_{2K}}^{t_{2K}+T}\left[\tau_0+\lambda\,(t-t_{2K})\right]^{-\frac{1}{\lambda}} dt =$$

$$= 2I\,F\,\tau_0^{\frac{1}{\lambda}}\frac{1}{\left(-\frac{1}{\lambda}+1\right)^{\lambda}}\left[\tau_0+\lambda\,(t-t_{2K})\right]^{-\frac{1}{\lambda}+1}\Big|_{t_{2K}}^{t_{2K}+\frac{T}{2}} =$$

$$= 2I\,F\,\tau_0^{\frac{1}{\lambda}}\,\tau_0^{-\frac{1}{\lambda}+1}\frac{1}{\lambda-1}\left[1+\frac{\lambda}{\tau_0}(t-t_{2K})\right]^{-\frac{1}{\lambda}+1}\Big|_{t_{2K}}^{t_{2K}+\frac{T}{2}} =$$

$$= 2I\,F\,\tau_0\frac{1}{1-\lambda}\left[1-\frac{1}{\left(1+\frac{\lambda T}{2\tau_0}\right)^{\frac{1}{\lambda}-1}}\right] =$$

$$= \tau_0 F\cdot\frac{2I}{1-\lambda}\left[1-\frac{1}{\left(1+\frac{\lambda T}{2\tau_0}\right)^{\frac{1}{\lambda}-1}}\right]. \qquad (6)$$

λ se va evalua astfel ca să aibă loc inegalitatea $|I_m - \mathcal{J}_m| < \varepsilon$, unde ε se alege suficient de mic pentru asigurarea clasei de precizie a multiplicatorului.

Pe această cale se obţine proporţionalitate între $\mathcal{J}$ şi produsul $\tau_0 F$. La începutul intervalului următor $\left(t_{2K}+\frac{T}{2},\ t_{2K}+T\right)$ se obţine :

$$\tau = \tau_0 + \lambda\,\frac{T}{2} = \tau_0' = \text{constant}$$

şi formula (6) este acceptabilă cu τ_0' în locul lui τ.

Presupunînd că τ are componenta de frecvenţă cea mai înaltă :

$$\tau = \tau_0 + \mu\sin\omega\,(t-t_{2K}),$$

după dezvoltarea în serie a sinusului şi neglijînd o serie de termeni, τ devine :

$$\tau = \tau_0 + \mu\,\omega\,(t-t_{2K}).$$

Comparînd această expresie a lui τ cu expresia :

$$\tau = \tau_0 + \lambda\,(t-t_{2K}),$$

rezultă :

$$\lambda = \mu\,\omega,$$

Luînd un exemplu:

$$\lambda = 10^{-2}; \quad \mu = \frac{1}{2}\tau_0,$$

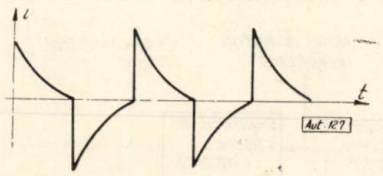


Fig. 7

rezultă:

$$\omega_{max} = 2\pi f_{max} = \frac{\lambda}{\mu} = \frac{10^{-2}}{\frac{1}{2}\tau_0} = \frac{2}{100\,\tau_0} = \frac{1}{50\,\tau_0}.$$

Deci cele mai convenabile limitări ale multiplicării sînt:

$$\tau_{max} \leqslant \frac{T_{min}}{10} = \frac{1}{10\,F_{max}} \text{ şi } f_{max} \leqslant \frac{1}{10} F_{min},$$

care produc erori mai mici decît 1%.

Forma curentului i este cea din figura 7. În timpul unei jumătăţi de perioadă a semnalului dreptunghiular, curentul în circuitul RC scade exponenţial pînă aproape de zero. Curentul detectat este proporţional cu cele două tensiuni de la intrare x şi y.

Înmulţirea se realizează numai în primul cadran, dar multiplicatorul poate fi adaptat şi pentru celelalte cadrane cu ajutorul unor sumatoare suplimentare.

În comparaţie cu alte dispozitive electronice de multiplicare, multiplicatorul cu joncţiune $p-n$ este mai simplu şi mai economic.

Dr. ing. E. DEATCU

Consideraţii privind aprecierea obiectivă a parametrilor sistemelor de telemecanică

Una dintre caracteristicile principale ale tehnicii contemporane o constituie conducerea centralizată a proceselor de producţie, ultimul termen luat în înţelesul său cel mai larg (procese tehnologice, energetice, de transport, informaţionale, administrative, militare etc.), tendinţa fiind de automatizare completă a procesului de conducere. Conducerea centralizată constă în controlul şi comanda desfăşurării în timp a procesului de la un punct unic (punctul de dispecer) în vederea atingerii scopului propus — realizarea valorii extremale a indicelui de eficienţă ales: productivitate, pierderi materiale, cheltuieli, securitate etc.

Pentru aceasta, între obiectele conduse (maşini, agregate, dispozitive, parametri controlaţi) răspîndite în spaţiu la punctele controlate (PC) şi operatorul (uman sau automat) care realizează conducerea centralizată a procesului de la punctul de dispecer (PD), ce se află la distanţă de PC (de la sute de metri, în cazul conducerii proceselor în limita unor întreprinderi, la sute de mii de kilometri, în cazul conducerii zborului aparatelor cosmice), are loc un schimb permanent de informaţii.

Procesul conducerii presupune, pe lîngă schimbul de informaţii între PC şi PD, prelucrarea şi utilizarea raţională a informaţiei de conducere pentru luarea de hotărîri privind desfăşurarea procesului condus sau pentru execuţia unor manevre.

La PC are loc obţinerea şi transmisia informaţiei de control şi utilizarea informaţiei de comandă, iar la PD — obţinerea şi transmisia informaţiei de comandă şi utilizarea informaţiei de control.

Complexul de mijloace tehnice, care realizează schimbul de informaţii, în cazul nostru schimbul de informaţii de conducere (transmisia

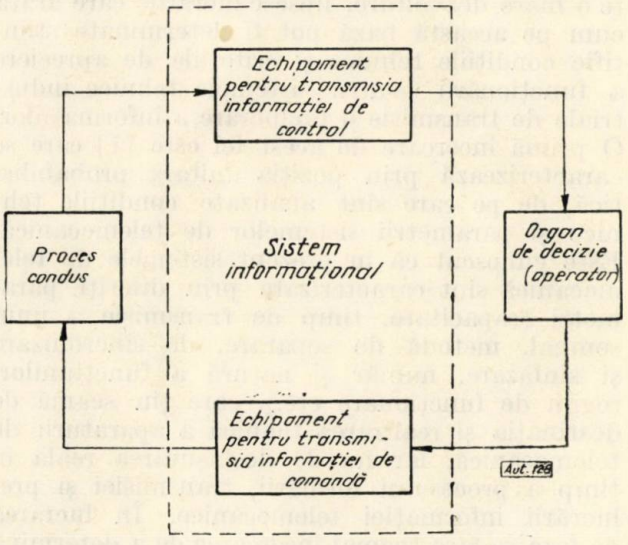


Fig. 1

şi prelucrarea lor) între PC şi PD, îl numim sistem informaţional.

Sistemul de conducere centralizată poate fi reprezentat în modul cel mai general ca în figura 1.

Dintre toate sistemele informaţionale folosite în conducerea proceselor tehnice cea mai largă răspîndire o au sistemele de telemecanică, care, spre deosebire de celelalte (telegraf, telefon, radio, televiziune), permit schimbul automat de informaţii (numerice sau analogice) nu între oameni ci între om şi automat sau între automate.

Sistemul de telemecanică este reprezentat în figura 2.

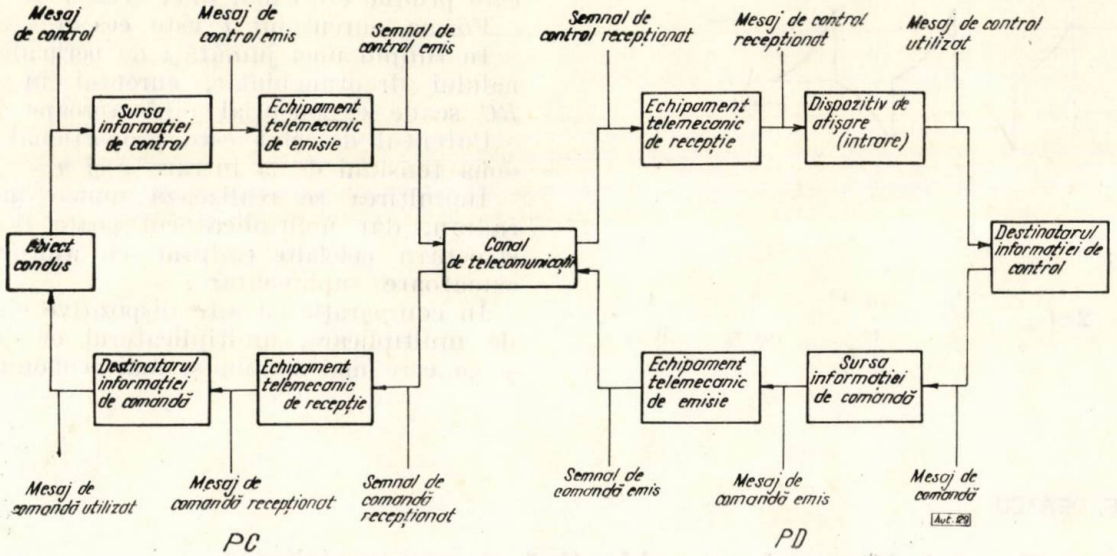


Fig. 2

Cu toate că teoria transmisiei şi prelucrării automate a informaţiei, bazată în special pe teoria probabilităţilor şi algebra logică, cunoaşte o mare dezvoltare, lipsesc lucrările care arată cum pe această bază pot fi determinate ştiinţific condiţiile tehnice şi criteriile de apreciere a funcţionării pentru sistemele tehnice industriale de transmisie şi prelucrare a informaţiilor. O primă încercare de acest fel este [1] care se caracterizează prin poziţia unitară probabilistică, de pe care sînt analizate condiţiile tehnice şi parametrii sistemelor de telemecanică. Este cunoscut că în prezent sistemele de telemecanică sînt caracterizate prin diferiţi parametri (capacitate, timp de transmisie a unui semnal, metodă de separare, de sincronizare şi sinfazare, număr şi natură a funcţiunilor, regim de funcţionare etc.), care ţin seamă de destinaţia şi realizarea tehnică a aparaturii de telemecanică, iar nu de desfăşurarea reală în timp a procesului formării, transmisiei şi prelucrării informaţiei telemecanice. În lucrarea de faţă se face tocmai încercarea de a determina parametrii care caracterizează funcţionarea sistemelor de telemecanică pe baza analizei obiective a procesului formării, transmisiei şi prelucrării informaţiei de telemecanică. Aşa cum se va vedea mai departe, numai cunoscînd aceşti parametri se poate obţine realizarea tehnică optimă a sistemului de telemecanică.

Sursele de informaţie formează fluxul mesajelor de telemecanică; echipamentul telemecanic de emisie transformă aceste mesaje în semnale şi le transmite în canalul de telecomunicaţii; echipamentul telemecanic de recepţie reface mesajul iniţial din semnalul recepţionat, iar dispozitivele de execuţie sau de afişare (tablou de semnalizare, aparate de măsură indicatoare sau înregistratoare, dispozitive de intrare în calculator) transformă mesajul recepţionat într-o formă comodă pentru utilizarea sau prelucrarea ulterioară.

Aceasta înseamnă că fluxul mesajelor de telemecanică reprezintă pentru echipamentul de telemecanică, ca şi pentru sistemul de telemecanică în general, fluxul cererilor de serviciu, pe care acesta trebuie să-l execute (transformare, emisiune, transmisie, recepţie şi refacere a mesajelor de telemecanică), iar echipamentul (sistemul) de telemecanică este un sistem de servire (de aşteptare) [1].

Asupra sistemului (echipamentului) de telemecanică acţionează nu numai fluxul aleatoriu al cererilor de serviciu (informaţiilor de intrare), dar şi fluxurile altor mărimi aleatorii, ca : perturbaţii în canalul de telecomunicaţii, defecte ale elementelor şi subansamblurilor componente, momentele funcţionării sau încetării funcţionării diferitelor subansambluri, momentele recepţiei informaţiei şi ale ieşirii cererilor servite etc.

Deci, procesul transmisiei şi recepţiei mesajelor (informaţiei) de telemecanică reprezintă un proces aleator, care are loc în principal sub acţiunea a trei fluxuri de evenimente aleatorii :

a) fluxul informaţiei de intrare;

b) fluxul perturbaţiilor în canalele de telecomunicaţii sau în aparatură;

c) fluxul defectelor aparaturii.

Datorită acestui fapt, parametrii sistemului de telemecanică au un caracter probabilistic şi pot fi determinaţi obiectiv numai pe baza analizei statistice a fluxurilor de mai sus şi, în primul rînd, a fluxului informaţiei de intrare.

În urma acestei analize trebuie să se obţină condiţiile tehnice, structura şi organizarea sistemului de telemecanică (principiu de funcţionare, capacitate, siguranţă în funcţionare, disciplina serviciului etc.) [1].

Fluxurile care acţionează asupra echipamentului de telemecanică apar în diferite puncte ale sale şi au natură şi caracteristici probabilistice diferite; ele influenţează asupra calităţii servirii şi schimbă în procesul servirii, ca şi întîrzierile ce apar, caracteristicile probabilistice ale cererilor de serviciu, din care cauză acestea nu sînt identice cu cererile servite (mesajele de la ieşirea sistemului). Perturbaţiile, defectele şi căderile elementelor, subansamblurilor, echipamentului (sistemului) duc fie la pierderea informaţiei de intrare, fie la neexecutarea informaţiei transmise sau la recepţia alteia în locul celei transmise.

În general, de la *PD* se permite conducerea simultană a unui singur obiect (transmisie singulară de informaţie de comandă), în timp ce la *PC* pot să-şi schimbe simultan starea mai multe obiecte, adică în acelaşi timp sau în timp ce sistemul este ocupat cu transmisia unei informaţii apar mai multe mesaje de telemecanică (cereri de serviciu), care nu pot fi servite însă decît pe rînd de către sistemul (echipamentul) de telemecanică. De aceea este nevoie ca ele să fie memorate şi transmise pe rînd. Dacă capacitatea memoriei este insuficientă, o parte din aceste informaţii se pierde. În telemecanică este, în general, obligatorie memorarea întregii informaţii de intrare ce apare în timpul transmisiei.

In afară de aceasta, informaţia de telemecanică poate avea valori diferite, de aceea informaţiei cu importanţă mai mare trebuie să i se asigure prioritate în transmisie (prioritate în serviciu). Astfel se dă prioritate relativă informaţiei de telesemnalizare faţă de informaţia de telemăsură, adică, dacă ele apar simultan, se transmite întîi cea de telesemnalizare şi apoi cea de telemăsură, fără ca să se întrerupă serviciul în curs; se dă prioritate absolută informaţiei de telesemnalizare faţă de cea de telecomandă, adică apariţia informaţiei de telesemnalizare în timp ce se transmite cea de telecomandă duce la sistarea transmiterii informaţiei de telecomandă şi la transmisia celei de telesemnalizare în sistemele cu funcţionare intermitentă şi, invers, se dă prioritate absolută informaţiei de comandă în sistemele cu funcţionare continuă.

Din cele de mai sus rezultă că sistemul de telemecanică, ca sistem de aşteptare, se caracterizează prin:

1) formarea şirurilor de aşteptare a informaţiei (mesajelor) de intrare (cererilor de serviciu);

2) pierderea informaţiei intrate (cererilor de serviciu) în procesul servirii;

3) prioritate absolută şi relativă în servirea cererilor.

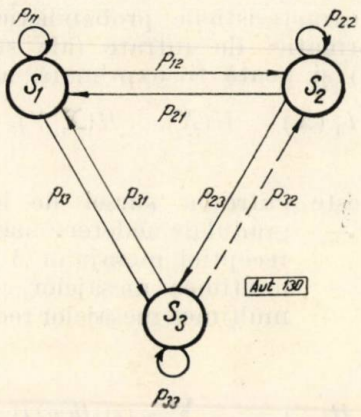


Fig. 3

Aceasta înseamnă că:

a) cererile ieşite din sistemul de telemecanică sînt cereri servite şi neservite;

b) în diferite puncte ale sistemului (echipament, canal etc.) poate apărea o neconcordanţă între informaţia apărută, transmisă şi recepţionată, care are drept rezultat neîndeplinirea de către sistem a funcţiilor sale;

c) sistemul de telemecanică este un sistem de servire complex (cu aşteptare, pierderi, prioritate absolută şi relativă) şi cu timp de serviciu constant.

Funcţionarea sistemului de telemecanică ca sistem de aşteptare, poate fi reprezentată ca în figura 3, unde s-au notat stările sistemului cu:

S_1 — sistemul este în stare de funcţionare şi liber (neocupat cu servirea cererilor);

S_2 — sistemul este în stare de funcţionare, dar ocupat cu transmisia unui mesaj şi la intrare se formează un şir de aşteptare:

S_3 — sistemul este defectat.

Mai amănunţit ultima stare poate fi împărţită în două: S_3' — sistemul este defectat şi aşteaptă reparaţia; S_3'' — sistemul este defectat, dar este în reparaţie. Aceste două stări nu sînt reversibile, fiind posibilă doar trecerea din S_3' în S_3''.

Practic, putem socoti că nici trecerea din S_3 în S_2 nu are loc, fiind puţin probabil ca momentul terminării reparaţiei şi cel al venirii cererii de serviciu să fie simultane (în cazul sistemelor cu funcţionare intermitentă).

Aşadar sistemul de telemecanică este un sistem informaţional şi de servire (cu aşteptare, pierderi şi prioritate) şi poate fi caracterizat prin parametrii unor astfel de sisteme.

Caracteristica cea mai importantă a funcţionării sistemului de telemecanică, de altfel a oricărui sistem informaţional, este cea care reflectă calitatea servirii, şi anume cantitatea de informaţii obţinută la recepţie $I_Y(X)$. Această caracteristică depinde atît de siguranţa transmisiei informaţiei (siguranţă la perturbaţii şi siguranţă în funcţionare a aparaturii), cît şi de caracteristicile probabilistice ale fluxului informaţiei de intrare (ale surselor de informaţie) şi poate fi exprimată astfel [2]:

$$I_Y(X) = H(X) - H(X/Y), \qquad (1)$$

unde:

$H(X)$ este entropia sursei de informaţii;
$H(X/Y)$ — gradul de nedeterminare în urma recepţiei mesajului Y;
X — mulţimea mesajelor emise;
Y — mulţimea mesajelor recepţionate.

Atunci:

$$H(X) = -\sum_i p(i) \cdot lb\, p(i); \qquad (2)$$

$$H(X/Y) = -\sum_{i,j} p(j)\, p_j(i) \cdot lb\, p_j(i), \qquad (3)$$

unde:

lb este logaritm binar;
$p(i)$ — probabilitatea apariţiei mesajului i;
$p_{(j)}$ — probabilitatea recepţiei mesajului j;
$p_j(i)$ — probabilitatea recepţiei mesajului j în locul mesajului i.

Calitatea funcţionării sistemului (echipamentului) de telemecanică poate fi caracterizată şi sub forma probabilităţilor de pierdere a mesajului emis P_{mp} sau de recepţie a unui mesaj fals în locul celui emis P_{mf}.

Calitatea servirii poate fi caracterizată şi de alţi parametri, ca:

p_1 — probabilitatea că sistemul de telemecanică este ocupat cu transmisia unui mesaj, iar celelalte mesaje de intrare (cereri de serviciu) lipsesc;
p_k — probabilitatea că sistemul este ocupat cu transmisia unui mesaj, iar celelalte $(k-1)$ mesaje aşteaptă;
p_0 — probabilitatea că sistemul este liber (neocupat cu transmisia mesajelor);
M — lungimea şirului de aşteptare (numărul mediu de mesaje care aşteaptă să fie transmise);
$p_{>N}$ — probabilitatea că numărul de mesaje care aşteaptă să fie transmise este mai mare decît:

$$N \geqslant a,$$

unde a este numărul de sisteme de servire (în cazul sistemelor de telemecanică $a = 1$).

Într-o primă aproximaţie se poate socoti că fluxul mesajelor de intrare este un flux omogen Poisson, adică: a) probabilitatea apariţiei a x mesaje în intervalul τ depinde numai de x şi τ, iar nu şi de momentul t, din care se măsoară intervalul τ; b) probabilitatea apariţiei a două sau mai multe mesaje în acelaşi moment este practic egală cu zero, şi c) probabilitatea apariţiei unui mesaj (cereri de serviciu) este independentă de timp şi de numărul de mesaje apărute.

Aceasta înseamnă că modelul matematic al surselor de informaţie este un lanţ Marcov staţionar şi ordinar, iar parametrii sistemului de telemecanică se pot determina după formulele din [3] prezentate în tabela 1, unde s-a notat cu:

Tabela 1

Parametrul	Formula
p_1	$\frac{l!}{(l-1)!} \cdot \frac{\lambda}{\nu} p_0$
p_k	$\frac{l!}{(l-k)!} \cdot \left[\frac{\lambda}{\nu}\right]^k p_0$
p_0	$\left[\sum_{k=0}^{l} \frac{p_k}{p_0}\right]^{-1}$
M	$\sum_{k=2}^{l} (k-1)\, p_k$
$p_{>N}$	$1 - \sum_{k=0}^{N} p_k$

λ — intensitatea fluxului informaţiei de intrare (parametrul fluxului mesajelor emise de sursă);
l — numărul maxim de cereri de serviciu simultane;
$\nu = \frac{1}{T}$ — intensitatea transmisiei mesajelor.

Ştiind că:

$$\sum_{k=0}^{l} p_k = 1, \qquad (4)$$

calculul parametrilor din tabela 1 începe cu raportul p_k/p_0, după care se calculează:

$$\sum_{k=0}^{l} \frac{p_k}{p_0} = \frac{1}{p_0} \sum_{k=0}^{l} p_k = \frac{1}{p_0}, \qquad (5)$$

de unde se determină p_0. Cunoscînd p_0, se calculează apoi şi ceilalţi parametri, mărimile λ, l şi T fiind cunoscute. Calculele pot fi efectuate cu ajutorul tabelei 2.

Cu ajutorul formulelor de mai sus s-au calculat, în urma analizei statistice a funcţionării, în timp de 6 luni, a unei selecţii mari din staţiile unui sistem energetic dat, parametrii modulului echipamentului de telemecanică necesar pentru conducerea acestor staţii de la punctul de dispecer regional.

Tabela 2

k	$k-1$	$\frac{p_k}{p_0}$	p_k	$(k-1)\ p_k$
0	0			0
1	0			0
2	1			p_k
3	2			$2p_k$
.	.			.
.	.			.
.	.			.
l	$l-1$			.
—	—	$\sum \frac{p_k}{p_0}$	1	$\sum (k-1)\ p_k$

Trebuie spus că în prezent în literatura de specialitate se acordă mare atenţie studiului stabilităţii la perturbaţii şi că au apărut primele lucrări privind siguranţa în funcţionare a aparaturii de telemecanică. În literatură nu se reflectă studiul fluxului informaţiei telemecanice de intrare şi nici al sistemului de telemecanică ca sistem de aşteptare, ceea ce se explică, probabil, prin varietatea mare a proceselor de producţie şi a surselor de informaţie, prin greutăţile care apar din cauza numărului mare de factori ce influenţează desfăşurarea proceselor, prin funcţionarea surselor de informaţie. O primă încercare de abordare a acestor probleme este dată în [1].

Folosind metoda prezentată mai sus pentru sistemele telemecanice, se pot determina caracteristicile probabilistice ale oricărui sistem informaţional.

BIBLIOGRAFIE

[1] Deatcu, E. *Issledovanie trebovanii i razrabotka blocinih ustroistv telemehaniki dlia podstanţii raspredelitalnih setei.* Kandidatskaia dissertaţia. Moscova, 1965.

[2] Shannon, C. *A mathematical theory of communication.* In: Bell system techn. j., nr. 3 şi 4, 1948.

[3] Rozernberg, B. Ia., Prohovov, A. I. *Cito takoe teoria massovovo obslujivania.* Moscova, 1962.

Ing. H. HERŞCOVICI şi ing. St. TEODOR

Traductor de curent continuu la înaltă tensiune

1. Introducere

Lucrarea de faţă prezintă un aparat preconizat să fie utilizat ca element de măsurat curenţii continui, de intensitate mare, din staţiile de redresare.

Aparatul permite teletransmiterea valorii curenţilor continui de mare intensitate, fie direct pe circuit fizic (limitarea distanţei fiind determinată de rezistenţa conductoarelor dintre aparat şi sarcină), fie prin intermediul unei instalaţii de telemecanică.

Datele tehnice pe care el trebuie să le satisfacă prevăd separarea galvanică dintre circuitul de intrare şi cel de ieşire, la tensiunea de lucru de 800 V c.c. Mărimea de ieşire (curent continuu 2—10 mA) trebuie să fie independentă de valoarea rezistenţei de sarcină cînd aceasta variază între 500 şi 1 500 Ω şi proporţională cu valoarea medie a tensiunii de intrare. Tensiunea de intrare, de tip redresat hexafazat, este dată de un şunt de măsură montat în cadrul circuitelor de înaltă tensiune ale staţiei de redresare.

Eroarea fundamentală a aparatului (compusă din suma erorilor de neliniaritate, de fixare a capetelor de scală şi de fluctuaţiile în timp, în 24 ore) trebuie să fie mai mică decît 1%, iar suma erorilor adiţionale produse de temperatură, de variaţia tensiunii de alimentare, de variaţia rezistenţei de sarcină şi de prezenţa cîmpului magnetic exterior, să fie mai mică decît 2%.

Datorită faptului că trebuie să existe separare galvanică între intrare şi ieşire, în circuitul de transmitere a informaţiei trebuie intercalat un transformator separator şi deci se impune un element de modulare a tensiunii continue de la intrare, într-o tensiune alternativă.

Transformatorul separator poate fi plasat la intrarea traductorului, imediat după modulator, şi să servească în acelaşi timp şi ca amplificator de tensiune, avînd în vedere că de la bornele şuntului se poate absorbi o putere suficientă. Acest montaj are dezavantajul că introduce erori mari cu temperatura, datorită faptului că, pentru rapoarte de transformare mari, rezistenţa înfăşurării primare a transformatorului devine comparabilă cu impedanţa de sarcină raportată la primar. În afară de aceasta, elementul modulator de intrare trebuie să utilizeze transistoare de putere.

Din aceste cauze trebuie introdus, între modulator şi transformatorul separator, un amplificator de tensiune alternativă şi să se renunţe, total sau în parte, la rolul de amplificator al transformatorului.

Pentru a realiza independenţa curentului de ieşire de valoarea sarcinii ar trebui introdus un amplificator de tensiune continuă cu reacţie negativă proporţională cu curentul de sarcină, după transformatorul separator.

Deoarece nu este raţional să se utilizeze două amplificatoare, s-a introdus o reacţie

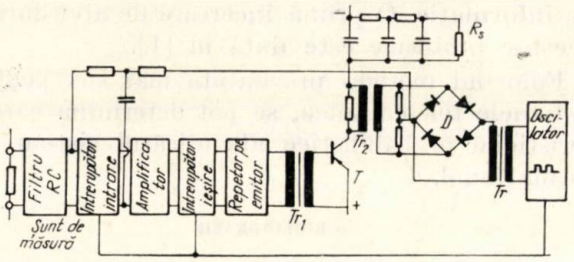


Fig. 1. Schema-bloc a traductorului.

negativă totală proporţională cu mărimea de ieşire a traductorului, realizată cu ajutorul unui transformator suplimentar de reacţie, efectuîndu-se o redresare atît a semnalului aplicat sarcinii cît şi a semnalului din secundarul transformatorului de reacţie, care este aplicat apoi la intrare ca reacţie negativă globală.

Schema-bloc a traductorului este arătată în figura 1. Tensiunea dată de şuntul de măsură este filtrată de componentele alternative datorite redresării hexafazate din circuitul şuntului de către filtrul RC de la intrare. La ieşirea din filtru se obţine o tensiune continuă care este modulată de întrerupătorul de intrare, amplificată şi aplicată transformatorului separator Tr_1 prin intermediul unui al doilea întrerupător, de ieşire. În circuitul bază emitor al transistorului T din etajul final, unde se aplică semnalul dat de transformatorul Tr_1, se produce o redresare a acestuia, astfel că în circuitul de colector vor exista impulsuri de curent de o singură polaritate a căror valoare medie se va regăsi în sarcina R_s, filtrată de componentele alternative de către grupul de filtrare RC, care este conectat în paralel cu sarcina. În secundarul transformatorului Tr_2 (transformatorul de reacţie) va rezulta o tensiune alternativă proporţională cu amplitudinea impulsurilor curentului de colector, mai puţin valoarea lor medie.

Curentul de reacţie se obţine în urma unei redresări dublă alternanţă a tensiunii din secundarul transformatorului de reacţie, efectuată de detectorul sensibil la fază D, comandat sincron cu întrerupătoarele de intrare şi de ieşire.

Eroarea fundamentală a aparatului depinde de eficacitatea reacţiei negative globale, deci de fidelitatea de reproducere a transformatorului de reacţie Tr_2 şi de liniaritatea punţii sensibile la fază D.

Avînd în vedere că transformatorul lucrează în regim de impulsuri de frecvenţă de 630 Hz, banda de frecvenţă transmisă trebuie să fie suficient de mare pentru a nu se produce distorsiuni. În acest scop s-au luat precauţii constructive pentru a se obţine o inductanţă de scăpări cît mai mică, iar atît înfăşurarea primară cît şi cea secundară s-au închis pe rezistenţe suficient de mici pentru a şunta efectul capacităţilor parazite.

2. Studiul transformatorului de reacţie

Studiul transformatorului se poate face deci pe schema echivalentă obişnuită simplificată din figura 2; circuitul de reacţie cu puntea redresoare a fost omis, deoarece el consumă un curent neglijabil.

Ecuaţia diferenţială a circuitului din figura 2 :

$$(1-k^2)\frac{d^2 i_s}{dt^2} + \left(\frac{r_1}{L_1} + \frac{r_2}{L_2}\right)\frac{di_s}{dt} + \frac{r_1}{L_1}\frac{r_2}{L_2} i_s = k\frac{r_1}{L_1}\frac{di_c}{dt} \qquad (1)$$

poate fi considerată în primă aproximaţie ca o ecuaţie liniară; deci pentru studierea circuitului se poate aplica principiul suprapunerii efectelor.

Curentul de colector i_c are forma unui impuls care poate fi considerat ca fiind format dintr-un impuls util de formă dreptunghiulară, format prin efectul de întrerupător al elementului modulator, peste care se suprapune impulsul parazit dat de regimul tranzitoriu al întrerupătoarelor de intrare şi ieşire.

Impulsul util trecînd prin transformatorul separator suferă o deformare, în sensul că porţiunile lui superioare şi inferioare se înclină datorită inductanţelor finite ale acestui transformator.

În felul acesta, impulsul util al curentului de colector i_c (după redresarea produsă în etajul final) are o formă aproximativ dreptunghiulară care prezintă un palier inferior, iar porţiunea superioară se poate considera cu bună aproximaţie ca fiind o dreaptă uşor înclinată. Pe aceste porţiuni rectilinii se poate neglija în

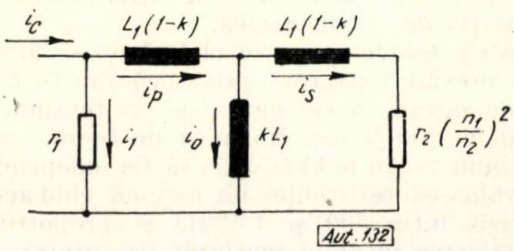


Fig. 2. Schema echivalentă a transformatorului de reacţie.

ecuaţia (1) de funcţionare a transformatorului termenul $(1-k^2)\frac{d^2 i_s}{dt^2}$, obţinîndu-se o ecuaţie diferenţială de ordinul 1, a cărei soluţie este de forma :

$$i_s = I_s\, e^{-\frac{t}{\tau}} + \alpha\,(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1), \qquad (2)$$

în care :

$$\tau = \frac{L_1}{r_1} + \frac{L_2}{r_2} = 2\,\frac{L_2}{r_2}\left(\text{pentru cazul } \frac{L_1}{r_1} = \frac{L_2}{r_2}\right);$$

$$-\alpha = \frac{k\,\frac{r_1}{L_1}\,\frac{di_c}{dt}}{\frac{r_1}{L_1}\,\frac{r_2}{L_2}} \approx \frac{L_2}{r_2}\,\frac{di_c}{dt} = \frac{\tau}{2}\,\frac{di_c}{dt}; \qquad (3)$$

$$I_s = \begin{cases} I_{s0} - \text{pentru porţiunea superioară a impulsului;} \\ I'_{s0} - \text{pentru palierul inferior;} \end{cases}$$

I_{s0} şi I'_{s0}, avînd semnificaţiile din figura 3, reprezintă impulsul din secundarul transformatorului raportat la primar. Deoarece s-au ales constante de timp egale în secundar şi primar $\left(\frac{L_1}{r_1} = \frac{L_2}{r_2}\right)$ şi distorsiunile introduse de transformatorul de reacţie sînt mici, avem, pentru saltul de curent din colectorul etajului final I_{c0}, în perioada de formare a frontului impulsului, în funcţie de acelaşi salt corespunzător pentru I_s, relaţia :

$$I_{c0} \approx 2\ (I_{s0} + I'_{s0}) = 2K. \qquad (4)$$

Pentru ca reacţia să fie eficace trebuie să existe proporţionalitate între curentul din sarcina traductorului (valoarea medie a impulsurilor curentului de colector i_c) şi curentul de reacţie (valoarea medie a ambelor alternanţe a impulsurilor curentului din secundarul transformatorului de reacţie, i_s), independent de amplitudinea semnalului.

Eroarea introdusă de transformatorul Tr_2 este datorită faptului că $\tau = 2\,\frac{L_2}{r_2}$ din ecuaţia (2) nu este o constantă, ci depinde de valoarea curentului continuu din primar, deci este funcţie de mărimea semnalului.

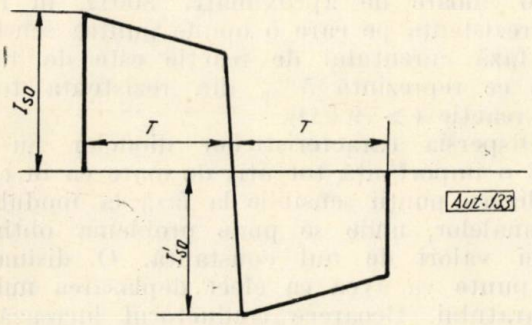


Fig. 3. Curentul de reacţie i_s din secundarul transformatorului.

Pentru a evalua această eroare se calculează media curentului i_c şi media curentului i_s din expresiile (2), respectiv (3). Prin integrarea pe o perioadă $2T$ a celor două ecuaţii amintite, ţinînd seamă de (4) şi în rezultat reţinînd numai primii trei termeni ai dezvoltării lui $e^{-\frac{T}{\tau}}$ în serie de puteri, se obţine :

$$s = T\left[K - \frac{\alpha}{2}\,\frac{T}{\tau} - \frac{1}{2}K\,\frac{T}{\tau}\right] \qquad (5)$$

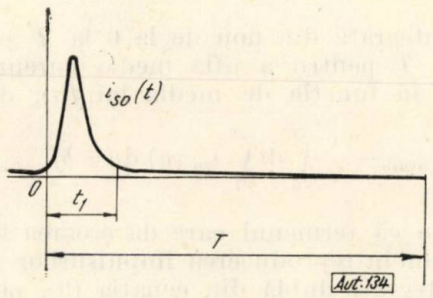


Fig. 4. Impulsul datorit regimului tranzitoriu al modulatorului de intrare.

pentru curentul i_s din secundarul transformatorului de reacţie şi :

$$s' = 2T\left[K - \frac{\alpha}{2}\,\frac{T}{\tau}\right] \qquad (6)$$

pentru curentul i_c din colectorul transistorului final.

Din relaţiile (5) şi (6) rezultă că eroarea relativă introdusă de transformator este :

$$\frac{\frac{1}{2}K\,\frac{T}{\tau}}{K - \frac{\alpha}{2}\,\frac{T}{\tau}}$$

sau neglijînd $\frac{\alpha}{2}\,\frac{T}{\tau}$ care este mic în comparaţie cu K, se obţine aproximativ $\frac{1}{2}\,\frac{T}{\tau}$ care dă o valoare limită pentru inductanţele transformatorului în funcţie de frecvenţa impulsurilor şi de eroarea admisă.

Al doilea termen care formează impulsul complex al curentului din sarcina traductorului este impulsul parazit dat de regimul tranzitoriu al întrerupătoarelor de intrare şi de ieşire, avînd aproximativ aspectul unor impulsuri triunghiulare care, după 40—50μs, tind asimptotic spre zero (fig. 4). În baza ipotezei de liniaritate făcute, se poate studia în mod separat răspunsul i_{so} al transformatorului la impulsul parazit $f(t)$. În felul acesta, ecuaţia (1) se scrie pentru comoditate sub forma :

$$a\,\frac{d^2 i_{s0}}{dt^2} + \tau\,\frac{di_{s0}}{dt} + i_{i0} = b\,\frac{df(t)}{dt}, \qquad (7)$$

în care :

$$a = \frac{1 - k^2}{\frac{r_1}{L_1}\,\frac{r_2}{L_2}}; \quad \tau = \frac{L_1}{r_1} + \frac{L_2}{r_2}; \quad b = k\,\frac{L_2}{r_2}. \qquad (8)$$

Integrînd ecuaţia (7) între t şi T, avem, ţinînd seamă că atît $\frac{di_{s0}}{dt}$ cît şi i_{s0} sînt zero la sfîrşitul perioadei de timp T:

$$-a\frac{di_{s0}(t)}{dt}-\tau_{s0}(t)+\int_t^T i_{s0}(t)\,dt=-bf(t), \quad (8')$$

care, integrată din nou de la 0 la T şi împărţită la T pentru a afla media curentului de reacţie în funcţie de media lui $f(t)$, duce la:

$$\tau\, i_{s0\,mediu}-\frac{1}{T}\int_0^T dt\int_t^T i_{s0}(u)\,du=bf_{mediu}. \quad (9)$$

Se vede că termenul care dă eroarea transformatorului în reproducerea impulsurilor parazite este integrala dublă din ecuaţia (9), pe care o evaluăm aproximativ. Funcţia $\varphi(t)=\int_t^T i_{s0}(u)du$ are aspectul din figura 5, în care s-a notat cu i_{ss0} suprafaţa impulsului i_{s0} pe timpul T. Aproximînd pe $\varphi(t)$ prin triunghiul punctat din figura 5, se face o evaluare acoperitoare. În felul acesta se vede că eroarea făcută în reproducerea impulsurilor parazite este mai mică decît $\frac{1}{2}\frac{T}{\tau}$.

Variaţia lui τ, care dă eroarea de neliniaritate a transformatorului, este datorită faptului că atît inducţia în miezul transformatorului cît şi magnetizarea lui în curent continuu sînt funcţii de mărimea semnalului transmis. După cum rezultă din curbele de magnetizare ale tolelor de fier-siliciu, aceste variaţii ale inducţiei şi ale magnetizării de curent continuu au sensuri opuse dacă se lucrează cu inducţii mici în fier, astfel că există posibilitatea ca, printr-o alegere judicioasă a numărului de spire ale înfăşurării primare şi a secţiunii miezului transformatorului, să se realizeze o compensare parţială a variaţiei permeabilităţii magnetice, deci o variaţie minimă a lui τ.

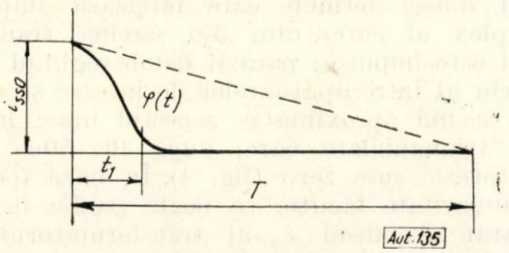


Fig. 5. Aspectul grafic al funcţiei $\varphi(t)$.

3. Realizarea amplificatorului

Analiza funcţionării transformatorului de reacţie făcută mai sus presupune un front al impulsului foarte abrupt, precum şi porţiuni superioare şi inferioare ale impulsului util rectilinii. Abaterile de la această formă de undă vor duce la mărirea erorii transformatorului. Se impune deci pentru amplificatorul care precede etajul final, inclusiv transformatorul separator, o bandă de frecvenţe transmise cît mai largă.

În acest scop s-au utilizat în etajele de amplificare transistoare EFT 308 de înaltă frecvenţă ($f\alpha = 13$ MHz), iar rezistenţele de colector nu s-au ales prea mari, realizîndu-se un compromis între amplificare şi constanta de timp. S-a obţinut în felul acesta un timp total de creştere a frontului impulsului pentru întreg amplificatorul, de 4,5 μs.

În ceea ce priveşte transformatorul separator, deşi intră în bucla de reacţie, trebuie de asemenea evitată distorsiunea prea mare a semnalelor, din aceleaşi motive expuse mai sus.

Pentru a obţine o formă convenabilă a palierelor impulsurilor fără a mări prea mult inductanţele transformatorului, s-a introdus între amplificator şi transformatorul separator un etaj repetor pe emitor, care constituie un generator cu rezistenţă internă foarte mică.

Un alt element care determină eroarea fundamentală este neliniaritatea elementului redresor al semnalului de reacţie. Prin utilizarea unei punţi sensibile la fază pentru demodularea semnalului de reacţie se obţine un dublu avantaj: înlăturarea tendinţei de oscilaţie şi liniaritate bună. Datorită curentului de comandă a punţii suficient de mare, rezistenţa diferenţială a diodelor este mică în comparaţie cu rezistenţa care intervine în circuitul de reacţie, şi variaţiile ei cu valoarea semnalului sau cu temperatura devin neglijabile. Rezistenţa diferenţială este dată de relaţia [1]:

$$r_d=\frac{C}{40\,I_D},$$

în care C este o constantă care, pentru diodele DR 303, are valoarea 3,5. Pentru un curent de comandă $I_D = 100$ μA rezultă pentru r_d o valoare de aproximativ 800 Ω, în timp ce rezistenţa pe care o opune puntea sensibilă la fază curentului de reacţie este de 400 Ω, cea ce reprezintă 5‰ din rezistenţa totală de reacţie (> 79 kΩ).

Dispersia caracteristicilor diodelor nu are aici o importanţă tot atît de mare ca în cazul utilizării punţii sensibile la fază la modularea semnalelor, unde se pune problema obţinerii unei valori de nul constantă. O disimetrie în punte va avea ca efect deplasarea nulului aparatului. Deoarece traductorul lucrează cu zero fals, înseamnă că disimetria în puntea sensibilă la fază poate fi compensată uşor prin ajustarea la intrare a curentului, care stabileşte valoarea de 2 mA la ieşire pentru semnal zero la intrare.

Datorită faptului că în sarcină avem un curent mediu provenit dintr-o redresare a unei singure alternanţe, iar în circuitul de

reacţie, un curent mediu provenit dintr-o redresare dublă alternanţă, factorul de reacţie, şi deci şi amplificarea în buclă închisă, depinde de raportul semnal-pauză al undei de comandă a elementelor întrerupătoare ale schemei. Din această cauză s-a renunţat la soluţia clasică a generatoarelor blocate care dau abateri mari în simetria undei la variaţiile cu temperatura, utilizîndu-se un oscilator sinusoidal, cu stabilitate de frecvenţă şi amplitudine stabile în jurul lui 1%, urmat de un etaj separator şi de un limitator care transformă unda sinusoidală în una dreptunghiulară. Ca oscilator s-a utilizat montajul [2], format dintr-un oscilator LC prevăzut cu o reţea neliniară realizată cu o diodă Zener în serie cu o capacitate, în paralel pe circuitul oscilant.

Elementele care determină în mare măsură eroarea adiţională cu temperatura sînt cele două întrerupătoare de intrare şi ieşire, transistorul din etajul final, transformatorul de reacţie şi limitatorul care produce unda dreptunghiulară de comandă a elementelor întrerupătoare.

Pentru modularea tensiunii de intrare s-a utilizat un modulator paralel realizat cu transistorul de înaltă frecvenţă EFT 306, montat în conexiune inversă într-un montaj care realizează reducerea influenţei curentului rezidual prin faptul că baza transistorului este alimentată cu o tensiune de o singură polaritate prin intermediul unei diode cu siliciu. Deoarece deriva cu temperatura datorită curentului rezidual este proporţională cu deriva curentului invers al diodei [1], [3], s-a utilizat o diodă Zener DZ 308 sortată, pentru a avea un curent invers foarte mic (de ordinul lui 5×10^{-10}A). S-a obţinut în felul acesta o derivă sub 0,3% pentru o variaţie de temperatură de 15°C.

O altă derivă cu temperatura provine din regimul tranzitoriu al întrerupătorului de intrare, regim care ia naştere la blocarea şi deblocarea întrerupătorului. Datorită acestuia, impulsul util este flancat de două impulsuri parazite care creează un curent de repaus (pentru intrarea zero) în sarcina traductorului şi, datorită faptului că fac parte din semialternanţe diferite, unul dintre impulsuri apare în parte cu polaritate inversă, în circuitul de reacţie, după redresarea punţii sensibile la fază. În felul acesta, el nu intră în întregime în circuitul de reacţie şi astfel modificările produse în regimul tranzitoriu de variaţia temperaturii sînt amplificate şi ar avea ca rezultat o eroare mare. Pentru a evita aceasta s-a introdus în schemă cel de al doilea întrerupător, de la ieşirea amplificatorului. Datorită faptului că acesta este comandat sincron cu întrerupătorul de la intrare şi că amplificatorul care se intercalează între cei doi întrerupători este de bandă largă, impulsurile de

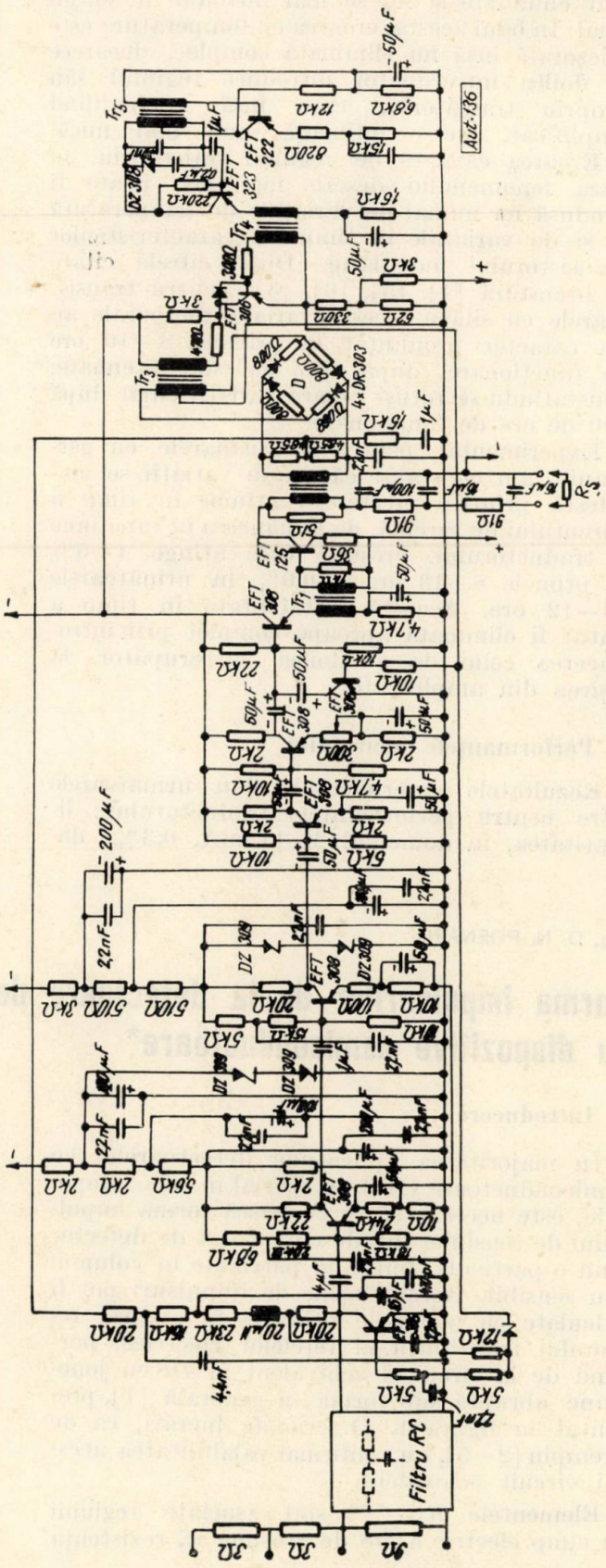


Fig. 6. Schema de principiu a aparatului.

regim tranzitoriu ale primului întrerupător sînt eliminate şi nu se mai introduc în etajul final. În felul acesta, eroarea cu temperatura este micşorată însă nu eliminată complet, deoarece al doilea întrerupător introduce regimul său propriu tranzitoriu, care însă, nemaifiind amplificat, are o influenţă mult mai mică.

Eroarea cauzată de regimul tranzitoriu, în baza fenomenului descris mai sus, poate fi produsă nu numai de variaţiile de temperatură ci şi de variaţiile în timp ale caracteristicilor transistorului modulator. După cifrele citate în literatură [4], [5], [6], [3] pentru transistoarele cu siliciu, aceste variaţii temporale au un caracter pronunţat în primele 8—10 ore de funcţionare, după care ele sînt atenuate, constatîndu-se totuşi uşoare variaţii chiar după 300 de ore de funcţionare.

Experimental, pentru transistoarele cu germaniu, am constatat că aceste variaţii se manifestă printr-o creştere continuă în timp a curentului de sarcină, de la punerea în funcţiune a traductorului, creştere care atinge 4—5% în primele 8—10 ore şi 0,6% în următoarele 10—12 ore. Această instabilitate în timp a putut fi eliminată aproape complet prin introducerea celui de al doilea întrerupător, la ieşirea din amplificator.

4. Performanţele aparatului

Rezultatele experimentale dau următoarele cifre pentru performanţele traductorului: liniaritatea, în domeniul 2—11 mA, 0,3%; derivă în timp, mai bună decît 0,3% pe timp de 24 ore, după jumătate de oră de la punerea în funcţiune a aparatului; eroarea adiţională cu temperatura $\pm 1{,}5\%$ pentru o variaţie a temperaturii de la 0 la 40° C; eroarea adiţională cu variaţia tensiunii reţelei de alimentare $\pm 0{,}4\%$ pentru o variaţie de $\pm 15\%$ faţă de cea nominală. Toate erorile sînt raportate la curentul maxim (10 mA).

Schema de principiu a aparatului realizat este arătată în figura 6.

BIBLIOGRAFIE

[1] Circuite cu tranzistoare în industrie. Bucureşti, Ed tehnică, 1963.

[2] Bloc generator semnale frecvenţă, transistorizat. IPA, memoriu tehnic, 1965.

[3] *Anisimov, V. I., Golubev, A. P.* Tranzistornîe moduleatorî. Moscova, ed. Energhia, 1964.

[4] *Lagasse, J., Giralt, G., Prajoux, R.* Propriétés thermiques et temporelles des transistors fonctionnant à faible niveau. In: Automatisme, nr. 3, 1965.

[5] *Giralt, G., Polisset, J. C.* Sur les dérives en fonction du temps de fonctionnement et de la température des transistors au silicium. Paris, comptes rendus de l'Académie des Sciences, t. 252, p. 519, 1961.

[6] *Lagasse, J., Giralt, G., Prajoux, R.* Comportement en fonction du temps des transistors au silicium à structure plane fonctionnant à faible niveau. Paris, comptes rendus de l'Académie des Sciences, t. 259, p. 3197, 1964.

[7] *Ţîkin.* Transformatoare de joasă frecvenţă. Bucureşti, Ed. tehnică, 1953.

[8] *Şaţ, S. Ia.* Tranzistorî v impulsnoi tehnike. Moscova, Sudpromghiz, 1963.

[9] *Landes, W., Davis, C., Albrecht, P.* Spravocinik radioinjenera. Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[10] Documentaţia regulatorului ETOS-Honeywell.

Ing. D. N. POENARU

Forma impulsurilor de la detectoare de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare*

1. Introducere

În majoritatea aplicaţiilor detectoarelor cu semiconductoare (*DS*), în special în cele temporale, este necesar să se cunoască forma impulsului de tensiune sau de curent dat de detector cînd o particulă ionizantă pătrunde în volumul său sensibil. Aceste forme de impulsuri pot fi calculate cu metodele utilizate în analiza regimului tranzitoriu al reţelelor electrice, pornind de la circuitul echivalent al *DS* cu joncţiune abruptă sub forma sa generală [1], prezentat în figura 1. O serie de lucrări, ca de exemplu [2—5], au confirmat valabilitatea acestui circuit echivalent.

Elementele $R_d - C_d$ sînt asociate regiunii cu cîmp electric a *DS* de grosime w, rezistenţa R_s şi capacitatea C_s — regiunii neutre (de grosime l), iar rezistenţa R_c este dată de contacte. Rezultă că valorile elementelor $R_d - C_d$

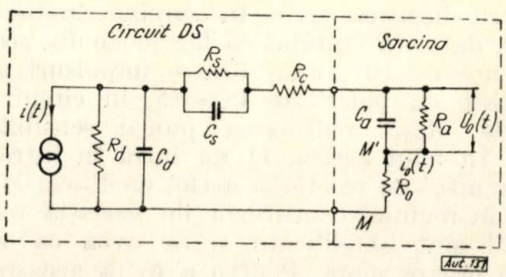


Fig. 1. Circuitul echivalent al unui *DS* cu joncţiune şi al sarcinii sale.

şi $R_s - C_s$ depind de rezistivitatea materialului din care este fabricat detectorul (ρ), de aria suprafeţei acestuia (S) şi tensiunea con-

* Comunicată la IFA, la 13.I.1967.

tinuă de polarizare aplicată (V_a), în cazul geometriei plane utilizate de obicei, după relaţiile bine cunoscute. De remarcat, însă, că produsul :

$$R_s C_s = \rho \varepsilon = \tau \qquad (1)$$

(timpul de relaxare dielectrică), unde ε este constanta dielectrică a materialului de bază din care este confecţionat *DS*, este independent de tensiunea V_a. Totuşi pentru :

$$V_a \geqslant V_p = \frac{d^2}{2\varepsilon \mu \rho}, \qquad (2)$$

regiunea cu cîmp se extinde în tot volumul detectorului („detector cu întreg volumul sensibilizat") şi din acel moment $R_s = 0$, iar C_d nu mai variază cu tensiunea aplicată detectorului. În relaţia (2) d este grosimea totală a discului de Si ($d = l + w$) şi μ este mobilitatea purtătorilor majoritari în materialul de bază al *DS*.

De obicei rezistenţa R_d se poate neglija, avînd valori foarte mari. Printr-o tehnologie de fabricaţie adecvată, rezistenţa de contact a *DS*, R_c, poate fi redusă foarte mult, astfel că în anumite cazuri este posibil să se considere $R_c = 0$.

Curentul $i(t)$ al generatorului din circuitul echivalent este indus datorită colectării purtătorilor de sarcină electrică produşi prin ionizare în cîmpul electric al joncţiunii. Expresia acestui curent a fost calculată [4 —8] pentru o distribuţie liniară a cîmpului electric în joncţiune, obţinîndu-se o relaţie exponenţială de forma :

$$i(t) = \frac{Q}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} = I e^{-\frac{t}{\tau}}, \qquad (3)$$

unde :

$$Q = \frac{E}{\epsilon} q \qquad (4)$$

este sarcina electrică eliberată prin ionizare de către o particulă încărcată care pierde energia E în volumul sensibil al detectorului confecţionat din materialul în care energia medie necesară producerii unei perechi electron-gol este ϵ ; q este sarcina electrică a electronului. Această expresie simplă este valabilă numai dacă sînt îndeplinite o serie de ipoteze simplificatoare analizate în [9], unde este dată variaţia raportului I/E cu ρ, precum şi a constantei de timp τ cu ρ. În general, ipotezele acestea nu sînt satisfăcute şi analiza de detaliu făcută conduce la expresii mai complicate pentru $i(t)$, care pot fi însă, aproape întotdeauna, echivalate cu o expresie de forma :

$$i(t) = \frac{Q}{\tau_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} = I_i e^{-\frac{t}{\tau_i}}, \qquad (5)$$

în care $\tau_i \geqslant \tau$.

În cazul în care cîmpul electric în detectorul cu întreg volumul sensibilizat este foarte intens ($V_a \gg V_p$), el are o distribuţie aproape uniformă şi impulsul de curent este dreptunghiular avînd amplitudinea :

$$I_i = \frac{Q}{\tau_i} \qquad (6)$$

şi durata :

$$\tau_i = \frac{d}{\mu \mathcal{E}} = \frac{d^2}{\mu V_a}, \qquad (7)$$

care la limită, pentru cîmpuri atît de intense încît se atinge viteza maximă v_M a purtătorilor în materialul dat la temperatura dată, devine :

$$\tau_i = \frac{d}{v_M}. \qquad (8)$$

Şi în cazul detectoarelor PIN cu geometrie plană, cîmpul electric este uniform şi impulsul de curent este dreptunghiular, avînd amplitudinea şi durata date de relaţiile (6) —(8). De asemenea, la acest detector, C_d practic nu depinde de tensiunea aplicată şi $R_s = 0$.

Circuitul de sarcină al detectorului din figura 1 poate fi particularizat pentru cazurile care interesează în practică. Astfel cînd *DS* este conectat la intrarea unui preamplificator sensibil la sarcină, avînd o capacitate dinamică C_a, se face $R_0 = 0$ şi $R_a = \infty$. În mod analog, pentru un preamplificator de tensiune avînd rezistenţa şi capacitate de intrare R_a şi, respectiv, C_a, se face $R_0 = 0$; pentru un preamplificator de curent [9] cu impedanţa de intrare R_0, avem $R_a = 0$; iar cînd se lucrează simultan cu preamplificator sensibil la sarcină şi preamplificator de curent [10,11], se face $R_a = \infty$.

Utilizînd metoda transformatei Laplace, în această lucrare se dau expresii normate pentru calculul formei impulsului de curent $i_0(t)$ sau tensiune $U_0(t)$, dat de diferite tipuri de detectoare în diverse regimuri de funcţionare şi cu diverse impedanţe de sarcină, particularizînd de la caz la caz circuitul echivalent general din figura 1. În fiecare caz se dau expresiile polilor şi nulurilor funcţiilor $U_0(p)$ sau $i_0(p)$. Cunoscînd poziţia acestor nuluri şi poli, ele pot fi compensate cu ajutorul unor circuite introduse în lanţul de amplificare [14].

2. Specificarea circuitului echivalent pentru cazurile de interes practic

În acest paragraf se introduc notaţii generalizate pentru ansamblul detector — circuit de intrare în preamplificator, pentru a face mai comodă referirea la o anumită configuraţie particulară a circuitului echivalent din figura 1.

Forma impulsului de curent $i(t)$ al generatorului din circuitul echivalent al *DS* este dată

de distribuţia cîmpului electric existentă în volumul său sensibil, cîmp electric care colectează sarcinile electrice produse prin ionizare. Astfel pentru un detector în care cîmpul electric este *uniform* (îl vom nota cu U), impulsul de curent este dreptunghiular. Detectoarele

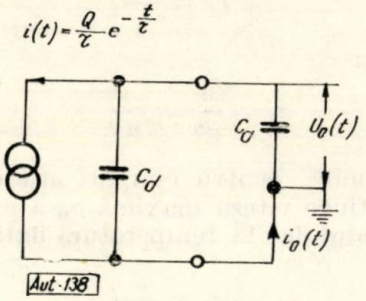


Fig. 2. Circuit echivalent de tipul $L_d^0 Q\, I_0\, P$.

în care cîmpul electric de colectare variază *liniar* cu distanţa vor fi notate cu L; această distribuţie de cîmp face ca forma impulsului de curent să fie exponenţială. Transformata Laplace a impulsului de curent $i(t)$ dat de relaţia (6) va fi, deci, pentru detectoare de tip U:

$$I(p) = I_i \cdot \frac{1 - e^{-\tau_i p}}{p}, \qquad (9)$$

iar pentru detectorul de tip L:

$$I(p) = I_i \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{\tau_i}}. \qquad (10)$$

Detectoare de tip U sînt, de exemplu, detectoarele NIP sau detectoarele cu întreg volumul sensibilizat în regimul în care $V_a \gg V_p$. În acest caz, $R_s = 0$. Pentru detectoare de tip L la care $R_c = 0$ se va utiliza notaţia L_d (prescurtarea de la „depleted"). Acele detectoare de tip U sau L care au rezistenţă de contact nulă ($R_c = 0$) vor fi marcate cu un exponent nul (de exemplu, U°). Caracterul impedanţei de sarcină va fi notat cu o literă mare care urmează pe U sau L. Se va folosi notaţia V pentru preamplificator de tensiune ($R_0 = 0$); Q pentru preamplificator sensibil la sarcina ($R_0 = 0$; $R_a = \infty$); I pentru preamplificator de curent cu impedanţă de intrare R_0 ($R_a = 0$), şi I_0 pentru preamplificator de curent cu impedanţă de intrare nulă ($R_a = 0$; $R_0 = 0$); în sfîrşit QI pentru conectarea simultană a unui preamplificator sensibil la sarcină şi a unui preamplificator de curent la ieşirea DS ($R_a = \infty$).

Pentru detectoarele de tip L la care $R_s \neq 0$ rezultă o simplificare a expresiilor $I_0(p)$ şi $U_0(p)$ în cazul $\tau_i = \tau$, deoarece $R_s C_s = \tau$. În acest caz se va adăuga o a treia literă P (prescurtare de la „*particular*") la indicativul circuitului.

Astfel, de exemplu, pentru un ansamblu detector — circuit de intrare în preamplificator notat cu $L_d^0 Q I_0 P$, se obţine circuitul echivalent din figura 2. Într-adevăr L arată că $i(t)$ are o formă exponenţială, coeficientul d indică faptul că $R_s = 0$, iar exponentul 0 are semnificaţia $R_c = 0$. QI înseamnă $R_a = \infty$, iar QI_0 mai adaugă la aceasta $R_0 = 0$. În sfîrşit, prezenţa literei P arată că $\tau_1 = \tau$.

3. Expresii pentru impulsul de tensiune şi curent dat de DS la intrarea diverselor tipuri de preamplificatoare

Cunoscînd transformata Laplace a curentului de excitaţie (expresia (9) sau (10)) şi funcţia de transfer a reţelei, rezultă expresia transformatei Laplace $U_0(p)$ sau $I_0(p)$ şi a răspunsului $u_0(t)$ sau $i_0(t)$. În cazul „V" şi „Q" interesează impulsul de tensiune $u_0(t)$, pentru cazul „I" — impulsul de curent $i_0(t)$, iar în cazul QI, atît impulsul de tensiune, cît şi cel de curent. Cazurile care interesează în practică sînt grupate după tipul de preamplificator utilizat, în tabelele 1, 2, 3 şi 4. Pentru detectoare de tip L_d şi U nu se mai examinează separat cazul P, deoarece expresiile $U_0(p)$ sau $I_0(p)$ nu sînt mai simple; doar valoarea lui τ_i se înlocuieşte cu τ. Deoarece elementele inductive au fost neglijate cînd s-a dat circuitul echivalent, polii transformatelor Laplace ($-p_k$) sînt situaţi pe semiaxa frecvenţelor reale şi sînt negativi. În tabele se dă modulul lor $|p_k| = -p_k$; valori nule ale polilor nu sînt specificate.

Constantele de timp $R_i C_k$, date de elementele circuitului echivalent, au fost notate cu τ_{ik}, prima literă a indicelui lui τ reprezentînd indicele rezistenţei, iar a doua — al capacităţii.

Timpul t a fost normat la constanta de timp τ_i; timpul normat este notat cu ξ:

$$\xi = \frac{t}{\tau_i}; \qquad (11)$$

în general deci, $\xi = \frac{t}{\tau}$ pentru cazul „P". Normarea la τ_i face mai comodă analiza modificării formei impulsului de curent de către circuitul echivalent al DS şi intrării în preamplificator.

La detectoarele de tip U, impulsul care excită circuitul echivalent este dreptunghiular (suma a două salturi de tensiune de semn contrar cu amplitudini egale, întîrziate în timp cu τ_i). În acest caz, răspunsul circuitului echivalent se obţine prin însumarea răspunsurilor la cele două salturi. În tabele sînt scrise expresiile $u_0(\xi)$ sau $i_0(\xi)$ numai pentru intervalul de timp $0 < \xi \leqslant 1$, urmînd ca pentru $\xi > 1$ acestea să devină: $u_0(\xi) - u_0(\xi - 1)$ şi, respectiv, $i_0(\xi) - i_0(\xi - 1)$.

În tabela 1 se dau expresii pentru impulsul de tensiune dat de detector pe o sarcină constituită din rezistenţa (R_a) şi capacitatea circuitului de intrare (C_a) a unui preamplifi-

Expresii pentru impulsul de tensiune dat de DS la intrarea unui preamplificator de tensiune *Tabela 1*

	LV	LVP	L^0V	L^0VP	L_dV	L_d^0V	UV	U^0V
$\frac{U_0(p)}{U_p}$	$\frac{p+p_{01}}{(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)(p+p_4)}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{p+p_{01}}{(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p(p+p_1)}$
U_p	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{1}{\tau_i\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{1}{\tau\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_e}\cdot\frac{C_s}{C_s+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_i}$	$\frac{Q}{C_e}\cdot\frac{C_s}{C_s+C_d}\cdot\frac{1}{\tau}$	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{1}{\tau_i\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_e}\cdot\frac{1}{\tau_i}$	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{1}{\tau_i\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_e}\cdot\frac{1}{\tau_i}$
C_e	—	—	$C_a+\frac{C_d\cdot C_s}{C_d+C_s}$	$C_a+\frac{C_d\cdot C_s}{C_d+C_s}$	—	C_a+C_d	—	C_a+C_d
p_{01}	$\frac{1}{\tau}$	—	$\frac{1}{\tau}$	—	—	—	—	—
p_k	$p_{1,2,3}$ sînt rădăcinile ecuaţiei: $p^3+ap^2+bp+c=0$, unde: $a=\frac{1}{\tau}+\frac{1}{\tau_{aa}}+\frac{1}{\tau_{cd}}+\frac{1}{\tau_{cs}}+\frac{1}{\tau_{ca}}$; $b=\frac{1}{\tau\tau_{aa}}+\frac{1}{\tau_{aa}\tau_{cd}}+\frac{1}{\tau_{cd}\tau}+\frac{1}{\tau\tau_{ca}}+\frac{1}{\tau_{cs}\tau_{ad}}$; $c=\frac{1}{\tau\tau_{aa}\tau_{cd}}$; $p_4=\frac{1}{\tau_i}$		$p_{1,2}=2^{-1}(\tau_{aa}\tau+\tau_{aa}\tau_{sd}+\tau_{ad}\tau)^{-1}\{(\tau+\tau_{aa}+\tau_{ad}+\tau_{sd})\mp[(\tau-\tau_{aa}-\tau_{ad}+\tau_{sd})^2+4\tau_{ad}\tau_{sd}]^{1/2}\}$; $p_3=\frac{1}{\tau_i}$		$p_{1,2}=(2\tau_{cd}\tau_{aa})^{-1}\cdot\{(\tau_{cd}-\tau_{aa}+\tau_{ad})\mp[(\tau_{cd}-\tau_{aa}+\tau_{ad})^2+4\tau_{aa}\tau_{ad}]^{1/2}\}$; $p_3=\frac{1}{\tau_i}$	$p_1=\frac{1}{\tau_{ae}}$; $p_2=\frac{1}{\tau_i}$	$p_{1,2}$ se calculează la fel ca în cazul $L_d\,V$	$p_1=\frac{1}{\tau_{ae}}$
$\frac{u_0(\xi)}{U_M}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3e^{-l\xi}+A_4e^{-\xi}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3e^{-l\xi}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3e^{-\xi}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3e^{-\xi}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-\xi}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3$	$A_1e^{-n\xi}+A_2$
U_M	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{\tau_i}{\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{\tau}{\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_e}\cdot\frac{C_s}{C_s+C_d}$	$\frac{Q}{C_e}\cdot\frac{C_s}{C_s+C_d}$	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{\tau_i}{\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_e}$	$\frac{Q}{C_a}\cdot\frac{\tau_i}{\tau_{cd}}$	$\frac{Q}{C_e}$
A_k	$A_1=\frac{k-n}{(m-n)(l-n)(1-n)}$; $A_2=\frac{k-m}{(n-m)(l-m)(1-m)}$; $A_3=\frac{k-l}{(n-l)(l-m)(l-1)}$; $A_4=\frac{k-l}{(n-1)(m-1)(1-1)}$	$A_1=\frac{1}{(m-n)(l-n)}$; $A_2=\frac{1}{(n-m)(l-m)}$; $A_3=\frac{1}{(n-l)(m-l)}$	$A_1=\frac{k-n}{(m-n)(1-n)}$; $A_2=\frac{k-m}{(n-m)(1-m)}$; $A_3=\frac{k-1}{(n-1)(m-1)}$	$A_1=\frac{1}{m-n}$; $A_2=\frac{1}{n-m}$	$A_1=\frac{1}{(m-n)(1-n)}$; $A_2=\frac{1}{(n-m)(1-m)}$; $A_3=\frac{1}{(n-1)(m-1)}$	$A_1=\frac{1}{1-n}$; $A_2=\frac{1}{n-1}$	$A_1=\frac{1}{n(n-m)}$; $A_2=\frac{1}{m(m-n)}$; $A_3=\frac{1}{mn}$	$A_1=-\frac{1}{n}$; $A_2=\frac{1}{n}$
Nul şi poli normaţi (modul)	$k=p_{01}\tau_i$; $n_1=p_i\tau_i$; $m=p_2\tau_i$; $l=p_3\tau_i$; $\frac{nml}{k}=\frac{\tau_i^2}{\tau_{aa}\tau_{cd}}$	$n=p_1\tau$; $m=p_2\tau$; $l=p_3\tau$; $nml=\frac{\tau^2}{\tau_{aa}\tau_{ca}}$	$k=p_{01}\tau_i$; $n=p_1\tau_i$; $m=p_2\tau_i$ $\frac{nm}{k}=\frac{\tau_i\tau}{\tau\tau_{aa}+\tau_{sd}\tau_{aa}+\tau\tau_{ad}}$	$n=p_1\tau$; $m=p_2\tau$; $nm=\frac{\tau^2}{\tau_a\tau+\tau_{aa}\tau_{sd}+\tau_{cd}\tau}$	$n=p_1\tau_i$; $m=p_2\tau_i$; $nm=\frac{\tau_i^2}{\tau_{aa}\tau_{cd}}$	$n=p_1\tau_i=\frac{\tau_i}{\tau_{ae}}$	$n=p_1\tau_i$; $m=p_2\tau_i$; $nm=\frac{\tau_i^2}{\tau_{aa}\tau_{cd}}$	$n=p_1\tau_i=\frac{\tau_i}{\tau_{ae}}$

cator de tensiune. Transformata Laplace a răspunsului este dată sub forma $U_0(p)/U_p$, în care factorul U_p nu are dimensiuni de tensiune. Polii transformatei $U_0\ (p)$ sînt exprimaţi în funcţie de constantele de timp ale circuitului echivalent; pentru a simplifica relaţiile în anumite cazuri (ca de exemplu $L°V$) se introduce o capacitate echivalentă C_e. Expresia analitică normată a impulsului de tensiune în funcţie de timpul normat $u_0\ (\xi)/U_M$ conţine o sumă de exponenţiale; coeficienţii acestora sînt determinaţi de valorile nulului şi polilor daţi sub formă normată.

În mod asemănător, în tabela 2 sînt prezentate rezultatele în cazul în care sarcina detectorului este constituită din capacitatea dinamică de intrare (C_a) a unui preamplificator sensibil la sarcină.

Preamplificatoarele de curent pot lucra în două moduri: fie avînd la intrare o rezistenţă finită (R_0), egală cu impedanţa caracteristică a cablului (cazul „I"), fie avînd o rezistenţă de intrare practic nulă (cazul „I_0"); astfel numărul de cazuri interesante se dublează. În tabela 3 nu sînt trecute însă toate aceste cazuri, deoarece unele se pot obţine din cele date în tabelă făcînd o simplă înlocuire a unei constante de timp τ_{ed}. Astfel LI_0 se obţine din LI prin înlocuirea $\tau_{ed} = \tau_{cd}$; în acelaşi mod rezultă cazul LI_0P din LIP, L_dI_0 din L_dI şi UI_0 din UI. Făcînd înlocuirea $\tau_{ed} = \tau_{0d}$ se obţin: $L°I$ din LI, $L°IP$ din LIP, L_d^0I din L_dI şi $U°I$ din UI. Un element nou care apare în tabela 3 faţă de tabelele 1 şi 2 este în anumite cazuri rezistenţa echivalentă R_e.

Pentru măsurări simultane de energie şi timp la cele două contacte ale detectorului (ambele izolate faţă de masă) se conectează un preamplificator sensibil la sarcină avînd o capacitate dinamică de intrare C_a şi un preamplificator de curent cu impedanţa de intrare R_0 sau 0. Punctul comun de masă al acestora este punctul M' în figura 1. Faţă de cazurile precedente (V,Q,I) în care de obicei punctul de masă este M şi astfel polaritatea impulsului de tensiune sau curent la intrarea preamplificatorului este negativă, în acest caz polaritatea impulsului de curent la intrarea „I" este pozitivă, iar impulsul de tensiune în cazul „Q" este negativ. În tabela 4 se dau expresiile impulsurilor de tensiune şi curent pentru aceste cazuri. Ca şi în tabela 3, nu sînt trecute toate tipurile de circuit, deoarece unele rezultă din cele date prin înlocuirea a două constante de timp τ_{ee} şi τ_{ed} cu valori particulare. Astfel, făcînd $\tau_{ee} = \tau_{ce}$ şi $\tau_{ed} = \tau_{cd}$, se pot obţine: LQI_0 din LQI; LQI_0P din $LQIP$; L_dQI_0 din L_dQI, şi UQI_0 din UQI. În mod asemănător, pentru $\tau_{ee} = \tau_{0e}$ şi $\tau_{ed} = \tau_{0d}$ rezultă: LQI din LQI; $LQIP$ din $LQIP$; L_dQI din L_dQI, şi $U°QI$ din UQI.

4. Forma impulsurilor de tensiune şi curent în cîteva cazuri particulare

În cazul general, expresiile pentru impulsul de tensiune şi impulsul de curent date în tabelele 1, 2, 3 şi 4 sînt complexe; depind de mai mulţi parametri (k, n, m, l). Expresii simple se obţin în cazuri particulare, cum sînt de exemplu L_d^0V; L_aI; L_dI_0; L_d^0I. În aceste cazuri, răspunsul normat este de forma:

$$\frac{i_0(\xi)}{I_M} \text{ sau } \frac{u_0(\xi)}{U_M} = A_1 e^{-n\xi} + A_2 e^{-\xi}. \quad (12)$$

Reprezentînd grafic această expresie, se pot obţine familii de curbe avînd ca parametru pe n, deoarece:

$$A_1 = -A_2 = \frac{1}{1-n}. \quad (13)$$

Pentru impulsul de tensiune în cazul L_d^0V ($R_c = R_s = R_0 = 0$), rezultă din tabela 1:

$$u_0(\xi) = U_M \frac{1}{1-n}(e^{-n\xi} - e^{-\xi}), \quad (14)$$

unde:

$$\xi = \frac{t}{\tau_i};\quad n = \frac{\tau_i}{\tau_{ae}};\quad U_M = \frac{Q}{C_e};\quad C_e = C_a + C_d. \quad (15)$$

În figura 3 sînt reprezentate formele impulsurilor $\frac{u_0}{U_M}$ pentru $\frac{1}{n} = 0{,}1 \div 1\,000$. Se ob-

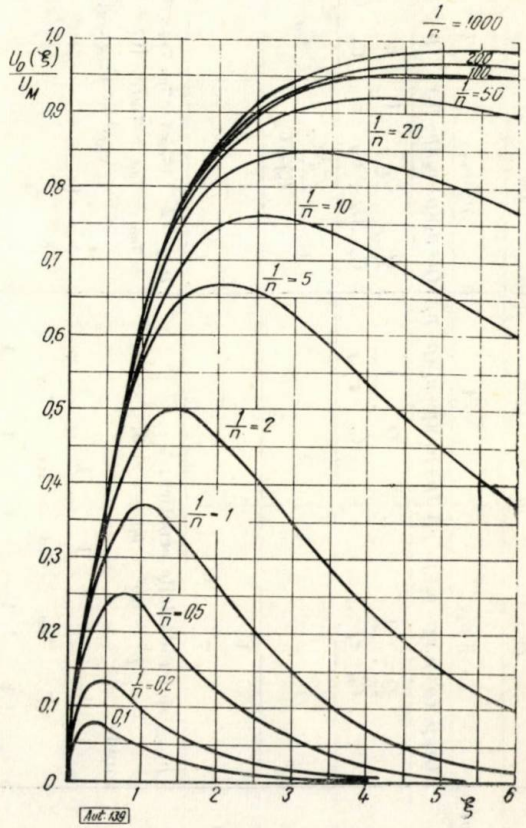


Fig. 3. Impulsul de tensiune pentru un circuit echivalent de tip L_d^0V.

Tabela 2

Impulsul de tensiune dat de DS la intrarea unui preamplificator sensibil la sarcină

	LQ	LQP	L^0Q	L^0QP	L_dQ	L_d^0Q	UQ	U^0Q
$\frac{U_0(p)}{U_p}$	$\frac{p+p_{01}}{p(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{p+p_{01}}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p^2(p+p_1)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p^2}$
U_p	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_i\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_{se}\tau_i}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_{se}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_i\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_i}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_i\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{1}{\tau_i}$
C_e	$\frac{C_a\cdot C_d}{C_a+C_d}$	$\frac{C_a\cdot C_d}{C_a+C_d}$	$C_s+\frac{C_a\cdot C_d}{C_a+C_d}$	$C_s+\frac{C_a\cdot C_d}{C_a+C_d}$	$\frac{C_a\cdot C_d}{C_a+C_d}$	—	$\frac{C_a\cdot C_d}{C_a+C_d}$	—
p_{01}	$\frac{1}{\tau}$	—	$\frac{1}{\tau}$	—	—	—	—	—
p_k	$p_{1,2}=(2\tau\tau_{ce})^{-1}\{(\tau+\tau_{ce}+\tau_{se})\mp[(\tau-\tau_{ce}+\tau_{se})^2+4\tau_{ce}\tau_{se}]^{1/2}\}$; $p_3=\frac{1}{\tau_i}$		$p_1=\frac{1}{\tau_{se}}$; $p_2=\frac{1}{\tau_i}$	$p_1=\frac{1}{\tau_{se}}$	$p_1=\frac{1}{\tau_{ce}}$; $p_2=\frac{1}{\tau_i}$	$p_1=\frac{1}{\tau_i}$	$p_1=\frac{1}{\tau_{ce}}$	—
$\frac{u_0(\xi)}{U_M}$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3e^{-\xi}+A_4$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-m\xi}+A_3$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-\xi}+A_3$	$A_1e^{-n\xi}+A_2$	$A_1e^{-n\xi}+A_2e^{-\xi}+A_3$	$A_1e^{-\xi}+A_2$	$A_1e^{-\xi n}+A_2\xi n+A_3$	ξ
U_M	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{\tau_i}{\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{\tau}{\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{\tau}{\tau_{se}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{\tau_i}{\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}\cdot\frac{\tau_i}{\tau_{ce}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}$
A_k	$A_1=\frac{n-k}{n(m-n)(1-n)}$; $A_2=\frac{m-k}{m(m-n)(m-1)}$; $A_3=\frac{1-k}{(1-n)(m-1)}$; $A_4=\frac{k}{nm}$	$A_1=\frac{1}{n(n-m)}$; $A_2=\frac{1}{m(m-n)}$; $A_3=\frac{1}{mn}$	$A_1=\frac{n-k}{n(1-n)}$; $A_2=\frac{1-k}{n-1}$; $A_3=\frac{k}{n}$	$A_1=-1$; $A_2=1$	$A_1=\frac{1}{n(n-1)}$; $A_2=\frac{1}{1-n}$; $A_3=\frac{1}{n}$	$A_1=-1$; $A_2=1$	$A_1=\frac{1}{n^2}$; $A_2=\frac{1}{n^2}$; $A_3=-\frac{1}{n^2}$	—
Nul şi poli normaţi	$k=p_{01}\tau_i$; $n=p_1\tau_i$; $m=p_2\tau_i$; $\frac{k}{nm}=\frac{\tau_{ce}}{\tau_i}$	$n=p_1\tau$; $m=p_2\tau$; $mn=\frac{\tau}{\tau_{ce}}$	$k=p_{01}\tau_i$; $n=p_1\tau_i$; $\frac{k}{n}=\frac{\tau_{se}}{\tau}$	$n=p_1\tau=\frac{\tau}{\tau_{se}}$	$n=p_1\tau_i=\frac{\tau_i}{\tau_{ce}}$	—	$n=p_1\tau_i=\frac{\tau_i}{\tau_{ce}}$	—

Tabela 3

Impulsul de curent dat de DS la intrarea unui preamplificator de curent

	LI	LIP	$L^\circ I_0$	$L^\circ I_0 P$	$L_d I$	$L_d^0 I_0$	UI	$U^\circ I_0$
$\frac{I_0(p)}{I_p}$	$\frac{p+p_{01}}{(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{p+p_{01}}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p+p_1}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p+p_1}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p(p+p_1)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p}$
I_p	$\frac{I_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_i \tau_{ed}}$	$\frac{I}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau \tau_{ed}}$	$I_i \frac{\tau}{\tau_{se}} = \frac{Q}{\tau_i} \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$I \frac{\tau}{\tau_{se}} = \frac{Q}{\tau_{se}}$	$\frac{I_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_i \tau_{ed}}$	$I_i = \frac{Q}{\tau_i}$	$\frac{I_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_i \tau_{ed}}$	$I_i = \frac{Q}{\tau_i}$
R_e	$R_c + R_0$	$R_c + R_0$	–	–	$R_c + R_0$	–	$R_c + R_0$	–
C_e	–	–	$C_s + C_d$	$C_s + C_d$	–	–	–	–
p_{01}	$1/\tau$	–	$1/\tau$	–	–	–	–	–
p_k	$p_{1,2} = (2\tau\tau_{ed})^{-1}\{(\tau + \tau_{ed} + \tau_{sd}) \mp \mp [(\tau - \tau_{ed} + \tau_{sd})^2 + 4\tau_{ed}\tau_{sd}]^{1/2}\}$; $p_3 = \frac{1}{\tau_i}$		$p_1 = \frac{1}{\tau_{se}}$; $p_2 = \frac{1}{\tau_i}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_{se}}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_{ed}}$; $p_2 = \frac{1}{\tau_i}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_i}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_{ed}}$	–
$\frac{i_0(\xi)}{I_M}$	$A_1 e^{-n\xi} + A_2 e^{-m\xi} + A_3 e^{-\xi}$	$A_1 e^{-n\xi} + A_2 e^{-m\xi}$	$A_1 e^{-n\xi} + A_2 e^{-\xi}$	$A_1 e^{-n\xi}$	$A_1 e^{-n\xi} + A_2 e^{-\xi}$	$A_1 e^{-\xi}$	$A_1 e^{-n\xi} + A_2$ $(0 < \xi < 1)$	1 $(0 < \xi < 1)$
I_M	$I_i \frac{\tau_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_{ed}}$	$I \frac{\tau}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_{ed}}$	$I_i \frac{\tau}{\tau_{se}} = \frac{Q}{\tau_i} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$I \frac{\tau}{\tau_{se}} = \frac{Q}{\tau_{se}}$	$I_i \frac{\tau_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_{ed}}$	$I_i = \frac{Q}{\tau_i}$	$I_i \frac{\tau_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_{ed}}$	$I_i = \frac{Q}{i}$
A_k	$A_1 = \frac{k-n}{(m-n)(1-n)}$; $A_2 = \frac{k-m}{(n-m)(1-m)}$; $A_3 = \frac{k-1}{(n-1)(m-1)}$	$A_1 = \frac{1}{m-n}$; $A_2 = \frac{1}{n-m}$	$A_1 = \frac{k-n}{1-n}$; $A_2 = \frac{1-k}{1-n}$	$A_1 = 1$	$A_1 = \frac{1}{1-n}$; $A_2 = \frac{1}{n-1}$	$A_1 = 1$	$A_1 = -\frac{1}{n}$; $A_2 = \frac{1}{n}$	–
Nul şi poli normaţi	$k = p_{01}\tau_i$; $n = p_1\tau_i$; $m = p_2\tau_i$; $\frac{k}{nm} = \frac{\tau_{ed}}{\tau_i}$	$n = p_1\tau$; $m = p_2\tau$; $nm = \frac{\tau}{\tau_{ed}}$	$k = p_{01}\tau_i$; $n = p_1\tau_i = \frac{\tau_i}{\tau_{se}}$; $\frac{k}{n} = \frac{\tau_{se}}{\tau_i}$	$n = p_1\tau = \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$n = p_1\tau_i = \frac{\tau_i}{\tau_{ed}}$	$n = p_1\tau_i = 1$	$n = p_1\tau_i = \frac{\tau_i}{\tau_{ed}}$	–

Impulsuri de curent şi de tensiune la intrarea preamplificatoarelor de curent, sensibile la sarcină, conectate simultan la DS *Tabela 4*

	LQI	$LQIP$	L^0QI_0	L^0QI_0P	L_dQI	L_dQI_0	UQI	U^0QI_0
$\frac{I_0(p)}{I_p}$	$\frac{p+p_{01}}{(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{p+p_{01}}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p+p_1}$	$\frac{1}{(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p+p_1}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p(p+p_1)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p}$
$\frac{U_0(p)}{U_p}$	$\frac{p+p_{01}}{p(p+p_1)(p+p_2)(p+p_3)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{p+p_{01}}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)(p+p_2)}$	$\frac{1}{p(p+p_1)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p^2(p+p_1)}$	$\frac{1-e^{-\tau_i p}}{p^2}$
I_p	$\frac{I_i}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau_i \tau_{ed}}$	$\frac{I}{\tau_{ed}} = \frac{Q}{\tau \tau_{ed}}$	$I_i \frac{C_a}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$I \frac{C_a}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$\frac{I_i}{\tau_{ed}}$	$I_i \frac{C_a}{C_a+C_d}$	$\frac{I_i}{\tau_{ed}}$	$I_i \frac{C_a}{C_a+C_d}$
U_p	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau_i \tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau \tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}} \cdot \frac{1}{\tau_i}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau_{se}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau_i \tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau_i}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau_i \tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{1}{\tau_i}$
R_e	$R_c + R_0$	$R_c + R_0$	—	—	$R_0 + R_c$	—	$R_0 + R_c$	—
C_e	$\frac{C_a \cdot C_d}{C_a + C_d}$	$\frac{C_a \cdot C_d}{C_a + C_d}$	$C_s + C_d$	$C_s + C_d$	$\frac{C_a \cdot C_d}{C_a + C_d}$	—	$\frac{C_a \cdot C_d}{C_a + C_d}$	—
p_{01}	$1/\tau$	—	$1/\tau$	—	—	—	—	—
p_k	$p_{1,2} = (2\tau\tau_{ee})^{-1}\{(\tau+\tau_{ee}+\tau_{se}) \mp [(\tau-\tau_{ee}+\tau_{se})^2 + 4\tau_{ee}\tau_{se}]^{1/2}\}$; $p_3 = \frac{1}{\tau_i}$		$p_1 = \frac{1}{\tau_{se}}$; $p_2 = \frac{1}{\tau_i}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_{se}}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_{ee}}$; $p_2 = \frac{1}{\tau_i}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_i}$	$p_1 = \frac{1}{\tau_{ee}}$	—
$\frac{i_0(\xi)}{I_M}$	$A_{i1}e^{-n\xi} + A_{i2}e^{-m\xi} + A_{i3}e^{-\xi}$	$A_{i1}e^{-n\xi} + A_{i2}e^{-m\xi}$	$A_{i1}e^{-n\xi} + A_{i2}e^{-\xi}$	$A_{i1}e^{-n\xi}$	$A_{i1}e^{-n\xi} + A_{i2}e^{-\xi}$	$A_{i1}e^{-\xi}$	$A_{i1}e^{-n\xi} + A_{i2}$ $(0<\xi<1)$	1 $(0<\xi<1)$
$\frac{u_0(\xi)}{U_M}$	$A_{u1}e^{-n\xi} + A_{u2}e^{-m\xi} + A_{u3}e^{-\xi} + A_{u4}$	$A_{u1}e^{-n\xi} + A_{u2}e^{-m\xi} + A_{u3}$	$A_{u1}e^{-n\xi} + A_{u2}e^{-\xi} + A_{u3}$	$A_{u1}e^{-n\xi} + A_{u2}$	$A_{u1}e^{-n\xi} + A_{u2}e^{-\xi} + A_{u3}$	$A_{u1}e^{-\xi} + A_{u2}$	$A_{u1}e^{-n\xi} + \xi n A_{u2} + A_{u3}$	ξ
I_M	$I_i \frac{\tau_i}{\tau_{ee}} = \frac{Q}{\tau_{ee}}$	$I \frac{\tau}{\tau_{ee}} = \frac{Q}{\tau_{ee}}$	$I_i \frac{C_a}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$I \frac{C_a}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$I_i \frac{\tau_i}{\tau_{ed}}$	$I_i \frac{C_a}{C_a+C_d}$	$I_i \frac{\tau_i}{\tau_{ed}}$	$I_i \frac{C_a}{C_a+C_d}$
U_M	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau_i}{\tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau_i}{\tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}$	$\frac{Q}{C_a+C_d} \cdot \frac{\tau_i}{\tau_{ee}}$	$\frac{Q}{C_a+C_d}$
A_k	$A_{i1} = \frac{k-n}{(m-n)(1-n)} = -nA_{u1}$; $A_{i2} = \frac{k-m}{(n-m)(1-m)} = -mA_{u2}$; $A_{i3} = \frac{k-1}{(n-1)(m-1)} = -A_{u3}$; $\frac{k}{nm} = A_{u1}$	$A_{i1} = \frac{1}{m-n} = -nA_{u1}$; $A_{i2} = \frac{1}{n-m} = -mA_{u2}$; $\frac{1}{nm} = A_{u3}$	$A_{i1} = \frac{k-n}{1-n} = -nA_{u1}$; $A_{i2} = \frac{1-k}{1-n} = -A_{u2}$; $\frac{k}{n} = A_{u3}$	$A_{i1} = 1 = -nA_{u1}$; $\frac{1}{n} = A_{u2}$	$A_{i1} = \frac{1}{1-n} = -nA_{u1}$; $A_{i2} = \frac{1}{n-1} = -A_{u2}$; $\frac{1}{n} = A_{u3}$	$A_{i1} = 1 = -A_{u1} = A_{u2}$	$A_{i1} = -\frac{1}{n} = -nA_{u1}$; $A_{i2} = \frac{1}{n} = nA_{u2}$; $-\frac{1}{n^2} = A_{u3}$	—
	$k = p_{01}\tau_i$; $n = p_1\tau_i$; $m = p_2\tau_i$; $\frac{k}{nm} = \frac{\tau_{ee}}{\tau_i}$	$n = p_1\tau$; $m = p_2\tau$; $nm = \frac{\tau}{\tau_{ee}}$	$k = p_{01}\tau_i$; $n = p_1\tau_i$; $\frac{k}{n} = \frac{\tau_{se}}{\tau}$	$n = p_1\tau = \frac{\tau}{\tau_{se}}$	$n = p_1\tau_i = \frac{\tau_i}{\tau_{ee}}$	—	$n = p_1\tau_i = \frac{\tau_i}{\tau_{ee}}$	—

servă că, pentru $\frac{1}{n} < 100$, amplitudinea impulsurilor scade sensibil o dată cu scăderea raportului $\frac{1}{n} = \frac{\tau_{ae}}{\tau_i}$. Într-adevăr, timpul normat, la care expresia (14) are maxim, este :

$$\xi_M = \frac{1}{1-n} \ln \frac{1}{n} \qquad (16)$$

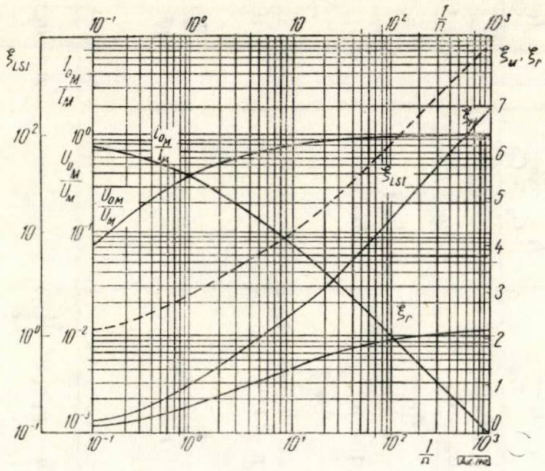


Fig. 4. Parametrii de timp şi amplitudine ai impulsurilor de tensiune în cazul $L_d^0 V$ şi curent pentru $L_d I$; $L_d I_0$; $L_d^0 I$.

şi valoarea acestui maxim (amplitudinea impulsului) :

$$\frac{u_{0M}}{U_M} = \frac{1}{n} e^{-\xi_M}. \qquad (17)$$

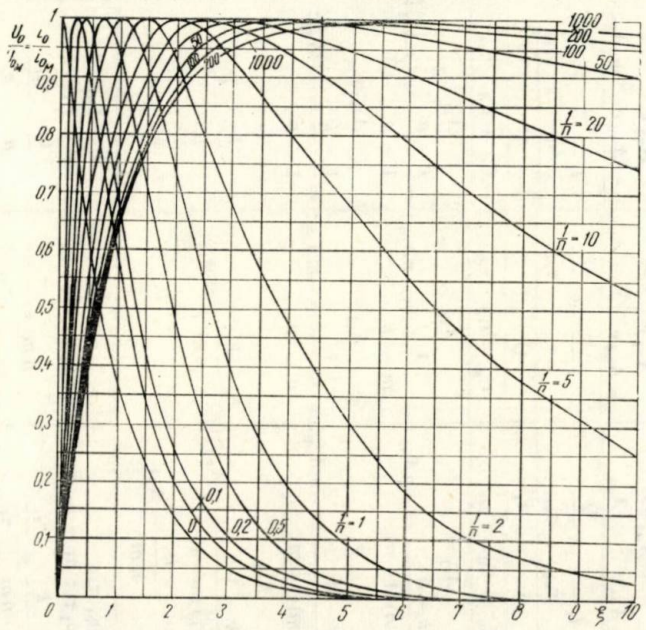


Fig. 5. Impulsurile de tensiune în cazul $L_d^0 V$ şi curent în cazurile $L_d I$, $L_d I_0$ sau $L_d^0 I$, normate la amplitudinea lor.

În figura 4 s-a reprezentat variaţia amplitudinii relative a impulsurilor $\frac{u_{0M}}{U_M}$ cu $\frac{1}{n} = \frac{\tau_{ae}}{\tau_i}$.

Pentru a obţine o amplitudine u_{0M} care să nu difere de U_M cu mai mult de 1% este necesar ca $\tau_{ae} \geqslant 200\ \tau_i$. Pentru valori mari ale raportului $\frac{\tau_{ae}}{\tau_i}$ impulsul de curent este integrat, iar pentru valori mici ale acestui raport se obţine o formă apropiată de cea ideală.

Variaţia formei impulsului de tensiune cu raportul $\frac{1}{n}$ reiese mai bine dintr-un grafic ca cel din figura 5, în care s-a reprezentat funcţia $\frac{u_0(\xi)}{U_{0M}}$ pentru diverse valori ale parametrului $\frac{1}{n}$. Pe măsură ce constanta de timp τ_{ae} este mai mare, frontul impulsului (ξ_r) creşte, apropiindu-se de valoarea : $\xi_r = 2{,}2$.

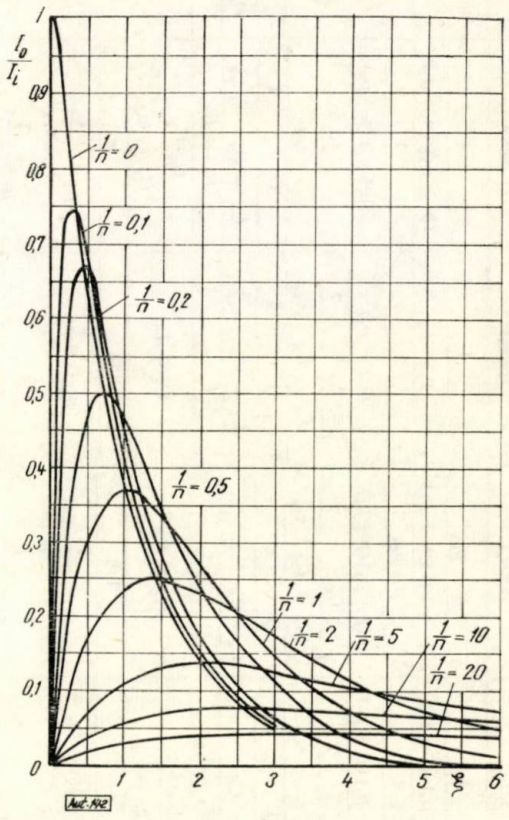


Fig. 6. Impulsul de curent în cazurile $I_d I$, $L_d I_0$ sau $L_d^0 I$, normat la amplitudinea maximă.

De asemenea durata impulsului — lăţimea la semiînălţime ξ_{LSI} — creşte de la valoarea 0,694 pentru $\frac{1}{n} = 0$, tinzînd către $\frac{0{,}694}{n}$. În figura 4 s-au reprezentat şi mărimile ξ_M, ξ_r, ξ_{LSI}. Acestea sînt valabile şi pentru impulsul de curent în cazul $L_d I$ (şi echivalentele $L_d I_0$; $L_d^0 I$). Într-adevăr din tabela 3 rezultă că în acest caz :

$$i_0(\xi) = I_i \frac{n}{1-n} (e^{-n\xi} - e^{-\xi}), \qquad (18)$$

unde :

$$\frac{1}{n} = \frac{\tau_{ed}}{\tau_i}; \quad R_e = R_c + R_0; \quad I_i = \frac{Q}{\tau_i}. \quad (19)$$

În figura 6 s-au reprezentat impulsurile de curent normate $\frac{i_0(\xi)}{I_i}$ pentru diverse valori ale raportului $\frac{1}{n} = \frac{\tau_{ed}}{\tau_i}$. Pentru circuite de tipul $L_d I_0$ şi $L_d^0 I$ vom avea $\frac{1}{n} = \frac{\tau_{cd}}{\tau_i}$ şi, respectiv, $\frac{1}{n} = \frac{\tau_{0d}}{\tau_i}$. Este evident că relaţia (16) este valabilă şi în acest caz. Amplitudinea impulsului de curent este însă :

$$\frac{i_{0M}}{I_i} = e^{-\xi_M}; \quad (20)$$

deci $\frac{i_0}{i_{0M}} = \frac{u_0}{u_{0M}}$, astfel că impulsurile $\frac{i_0}{i_{0M}}$ sînt reprezentate în figura 5 de aceleaşi curbe ca şi $\frac{u_0}{u_{0M}}$. Rezultă că şi ξ_r, ξ_{LSI}, ξ_M sînt identice cu cele din cazul impulsului de tensiune date în figura 4, în care este reprezentată grafic şi relaţia (20).

Pentru a obţine o amplitudine a impulsului de curent $\frac{i_{0M}}{I_i}$ cît mai mare, un front ξ_r şi o durată ξ_{LSI} cît mai mică, este necesar ca $\frac{1}{n}$ să aibă valori cît mai mici (să se lucreze cu detector L_d de capacitate mică şi cu rezistenţă de contact R_c — mică). De asemenea, rezistenţa de intrare în preamplificator (R_0) să fie cît mai mică. Amplitudinea maximă a impulsului de curent $i_{0M} = I_i$ poate fi obţinută numai dacă se poate realiza un scurtcircuit perfect ($R_e = 0$).

Pentru $\frac{1}{n} = 1$, expresia (18) nu mai este valabilă; în acest caz transformata Laplace a răspunsului este de forma :

$$\frac{I_0(p)}{I_p} = \frac{1}{\left(p + \frac{1}{\tau_i}\right)^m}, \quad (21)$$

pentru care rezultă în domeniul timp :

$$\frac{i_0(\xi)}{I_i} = \frac{\xi^{m-1}}{(m-1)!} e^{-\xi}, \quad (22)$$

unde $m=2$. Dacă acest impuls de curent este trecut printr-un lanţ de amplificare avînd o impedanţă de transfer (la frecvenţe înalte) de forma :

$$\frac{u_{eş}(p)}{I_{in}(p)} = \frac{Z_{T0}}{\left(p + \frac{1}{\tau}\right)^N}, \quad (23)$$

va rezulta la ieşire un impuls de tensiune de forma :

$$\frac{u_0(\xi)}{U_{MN}} = \frac{\xi^{N+1}}{(N+1)!} e^{-\xi}. \quad (24)$$

In figura 7,*b* s-au reprezentat aceste impulsuri pentru cazurile $N=0$ (nici un circuit de „integrare" în afara celui dat de circuitul echivalent al *DS* şi intrării în preamplificator), $N=1$ (un circuit cu $\tau - \tau_i$) şi $N=2$ (două circuite identice). Pentru a observa mai bine variaţia formei acestor impulsuri, ele au fost reprezentate şi în figura 7,*a* normate la amplitudinea proprie. Pentru comparaţie, în ambele figuri a fost trecut şi impulsul ideal corespunzător impulsului de curent dat de *DS*, nedistorsionat. Faţă de acesta, se observă cum, o dată cu creşterea numărului circuitelor, creşte frontul, durata şi întîrzierea impulsului şi impulsul se simetrizează. Este evident că, pentru constante de timp mai mari ale circuitelor de integrare, aceste efecte vor fi mai pronunţate.

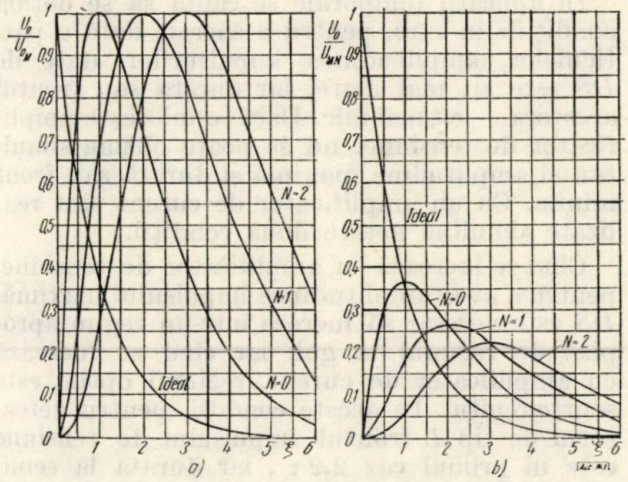


Fig. 7. Forma impulsului care rezultă după trecerea prin N circuite cu constante de timp identice ($\tau = \tau_i$) :
a) fiecare impuls normat la amplitudinea sa ;
b) normare faţă de cazul ideal.

Concluzii

Cunoscînd constanta de timp de colectare τ_i a impulsului de curent în *DS* şi elementele circuitului său echivalent, poate fi calculată forma impulsului de tensiune sau de curent la intrarea preamplificatorului de tensiune, sensibil la sarcină, sau de curent asociat, utilizînd tabelele prezentate în această lucrare (sau graficele pentru cazuri particulare).

Constanta de timp τ_i se poate evalua utilizînd rezultate experimentale [15, 16], obţinute cu detectoare asemănătoare (acelaşi ρ şi ε) puse în condiţii de funcţionare asemănătoare (tipul şi energia particulei ionizante, precum şi intensitatea cîmpului electric — aceleaşi).

Elementele circuitului echivalent pot fi determinate prin măsurări de capacitate (C_d), ridicînd caracteristica voltamperică pentru o polarizare a detectorului în sens direct ($R_c + R_s$) şi calculînd rezistenţa R_s dacă se cunoaşte rezistivitatea şi geometria plăcuţei de Si din care este confecţionat *DS* (suprafaţa şi grosimea sa). Impedanţa de intrare în preamplificator este presupusă cunoscută.

În aplicaţii temporale se caută să se obţină condiţiile în care, pentru o energie dată a particulelor, amplitudinea impulsurilor date de *DS* este cît mai mare, iar durata sau frontul acestora — cît mai mic. Dacă se foloseşte amplificator de tensiune, nu se poate obţine simultan şi amplitudine maximă şi durată sau front minim. Cu un amplificator de curent sînt realizate simultan aceste două condiţii.

Cînd se lucrează cu amplificator de tensiune, pentru a avea amplitudinea impulsului maximă, *DS* este necesar să lucreze într-un regim apropiat de regimul în gol, iar cînd se lucrează cu amplificator de curent, regimul optim este scurtcircuitul. În aceste condiţii, pentru detectorul de tip *L* frontul impulsului de tensiune este în primul caz $2{,}2\,\tau_i$, iar durata la semiînălţime a impulsului de curent în cazul al doilea este $0{,}694\ \tau_i$ (impulsul de tensiune este integrala impulsului de curent). Pentru detectoare de tip *U*, forma impulsului de curent este dreptunghiulară cu durata τ_i.

BIBLIOGRAFIE

[1] Walter, F. J. *NAS NRC pub. 871.* Washington, 1961, p. 1–8.
[2] Fabri, G., Svelto, V. In: Nucl. instr. and meth., 1965, p. 83–87.
[3] Siffert, P., Rougeot, H, Coche, A. In: *Nuclear electronics* (OECD ENEA), Paris, 1963, p. 155–162.
[4] Cottini, C., Gatti, E., Svelto, V. *NAS NRC pub. 1184.* Washington, 1964, p. 53–58.
[5] Tanguy, J. In: *L'onde électr.*, 1966, p. 785–794.
[6] Cavalleri, G., Fabri, G., Gatti, E., Svelto, V. In: *Nucl. instr. and meth.*, 1963, p. 177–178.
[7] Tove, P. A., Falk, K. In: *Nucl. instr. and meth.*, 1964, p. 66 – 68.
[8] Goulding, F. S., UCRL 16231, 1965.
[9] Poenaru, D. În: *Nucl. instr. and meth.*, 1967, p. 249.
[10] Katzenstein, H. S. În: *IEEE trans.* NS–13, 1966, p. 527–536.
[11] Bosshard, R. In: *L'onde électr.*, 1966, p. 804–818.
[12] Papadopoulos, L. In: *Nucl. instr. and meth.*, 1966, p. 241–244.
[13] Balland, J. C. In: *L'onde électr.*, 1966, p. 844–852.
[14] Nowlin, C. H., Blankenship, J. L. In: *Rev. sci. instr.*, 1965, p. 1830–1839.

ACTUALITĂŢI

Contribuţia electronicii la metodele de tratare statistică a măsurărilor din fizică

Fenomenele aleatoare prezintă un interes crescînd în fizica teoretică, fizica nucleară, fizica solidului, optică, astronomie, geofizică, biologie. Evoluţia tehnicii şi aparatelor de măsurat a ajuns în anumite domenii la limite de precizie strîns legate de teoriile statistice ale materiei. În aceste domenii se pune problema extragerii unor semnale din ce în ce mai slabe dintr-un zgomot de fond din ce în ce mai puternic. Natural în aceste situaţii se tinde a se utiliza aparatul electronic şi matematic din tehnica telecomunicaţiilor. Metodelor electronice de tratare statistică a diferitelor măsurări din fizică le-au fost consacrate şi lucrările colocviului desfăşurat în aprilie 1966, la Grenoble, şi care a reunit cercetători specialişti în numeroase domenii [1], [2].

Astfel, se preconizează utilizarea tratamentului electrostatistic al informaţiei la confruntarea distribuţiilor reale cu distribuţiile rezultate dintr-o oarecare structură teoretică şi la mărirea preciziei şi sensibilităţii măsurărilor.

Utilizînd analizoare electronice se pot studia experimental, în cazul anumitor funcţii aleatoare corespunzînd unor aparate de detecţie, proprietăţi statistice importante, ca: densitatea de probabilitate şi funcţia de repartiţie, numărul de depăşiri al unui prag într-un interval de timp dat, densitatea de probabilitate a depăşirii unui prag etc.

Printre dispozitivele realizate în acest domeniu şi prezentate la colocviu se numără un aparat analogic pentru măsurarea statistică a corelaţiei în timp, un dispozitiv de calcul automat al funcţiei de corelaţie pentru semnale acustice, un cvadrator cu interpolare liniară cu diode, un corelator experimental, un generator de zgomot în domeniul frecvenţelor joase, generatoare de funcţii aleatoare şi dispozitive de înregistrare numerică.

Metodele preconizate şi-au găsit numeroase aplicaţii, ca: studiul statistic al pilotajului avioanelor, interpretarea experienţelor de difuzie ionosferică incoerentă, analiza semnalelor prin tehnica numerică în studiul acustic submarin, măsurarea fluxului neutronic prin analiza fluctuaţiilor statistice a semnalelor analogice furnizate de detectoare neutronice, ameliorarea raportului semnal/zgomot într-o experienţă de identificare de particule.

BIBLIOGRAFIE

[1] *L'onde électrique*, **46**, nr. 475, oct 1966, p. 1037–1128.
[2] *L'onde électrique*, **46**, nr. 476, nov 1966, p. 1161–1201.

D. Negreanu

Reglarea proceselor industriale folosind modelul lor matematic [1]*

O asemenea reglare denumită funcţională, concepîndu-se o aparatură destinată special acestui scop, a fost pusă la punct prin cercetări coordonate de Institutul de cercetări ştiinţifice în industrie şi agricultură (IRSIA) din Belgia.

La aceste cercetări au luat parte un laborator de cercetări universitar, un laborator de cercetări industrial, un birou de proiectări, două întreprinderi industriale la care s-a experimentat această concepţie, precum şi o fabrică de elemente de automatizare.

* S-au întrebuinţat notaţiile din referinţa [1].

Principial, această reglare funcţională constituie o metodă de sinteză directă a schemelor de reglare pornind de la ecuaţiile modelului matematic al procesului.

Se va arăta aplicarea metodei în cazul simplu în care funcţia de transfer $F(p)$ a procesului nu are pol în origine şi sistemul de reglare are o singură mărime de intrare şi o mărime de ieşire.

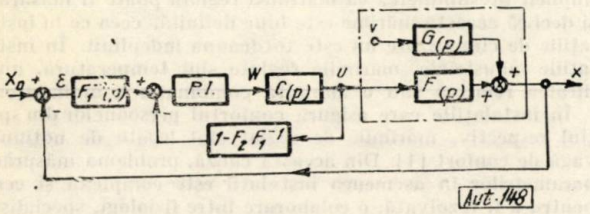


Fig. 1. Proces liniar cu o intrare şi o ieşire [1].

Schema la care se ajunge este arătată în figura 1 în care, afară de mărimile a căror semnificaţie este uzuală, s-a notat cu :

$C(p)$ — funcţia de transfer a elementului de execuţie presupus liniar;

PI — un regulator PI având funcţia de transfer $(PI) = K\left(1 + \frac{1}{T_i\, p}\right)$;

$F_1^{-1}(p)$ — modelul invers al procesului;

$F_2(p)$ — modelul direct al procesului.

De obicei $F(p)$ este caracteristica unui filtru trece-jos. Modelul invers $F^{-1}(p)$ ar fi deci un element al cărui modul creşte în frecvenţă. Pentru a realiza o asemenea funcţie în practică este necesar să ne limităm la unul sau doi termeni de derivare şi acest model invers s-a notat cu $F_1^{-1}(p)$ şi are expresia :

$$F_1^{-1}(p) = a_0 + \frac{a_1\, p}{1 + T_{fp}} + \frac{a_2\, p^2}{(1 + T_{fp})^2},$$

în care a_0, a_1 şi a_2 sînt constante şi T_f este o constantă de timp.

Se va nota cu ω_1 pulsaţia limită de valabilitate (pînă la o diferenţă de 3 dB (de exemplu) a modelului invers $F_1^{-1}(p)$.

Pentru a ţine seamă de perturbaţii şi a le compensa este necesară realizarea unui model direct al procesului. Acest model s-a notat cu $F_2(p)$ şi nu cu $F(p)$, pentru că din motive de economie şi din cauza ignorării comportării reale a procesului la frecvenţe înalte se va tolera şi în acest caz o aproximare a lui $F(p)$ prin $F_2(p)$. Pulsaţia limită de valabilitate a lui $F_2(p)$ la 3 dB este $\omega_2 \gg \omega_1$. Practica a arătat că pentru a realiza reacţia $1 - F_2 F_1^{-1}$ din figura 1, este satisfăcătoare aproximarea : $F_2\, F_1^{-1} \cong \frac{1}{1 + \tau p}$

şi deci :

$$1 - F_2\, F_1^{-1} \cong \frac{\tau\, p}{1 + \tau\, p}.$$

Cu aceste aproximări se obţine pentru $w(p)$ expresia [1] :

$$w(p) = \left[\left(a_0 + \frac{a_1\, p}{1 + T_f\, p} + \frac{a_2\, p^2}{(1 + T_f\, p^2)}\right)\varepsilon(p) - \frac{\tau\, p}{1 + \tau\, p}\, n(p)\right] k\left(1 + \frac{1}{T_i\, p}\right),$$

adică un sistem de reglare de tip PIDD². Acest tip de reglare este binecunoscut. Originalitatea şi interesul metodei par a consta în faptul că permite ajustarea coeficienţilor acestor patru feluri de efecte P, I, D şi D^2 cu un minimum de tatonări.

În figura 2 se arată performanţele obţinute cu această reglare funcţională faţă de o reglare convenţională [2], [3].

Curbele se referă la reglarea temperaturii după preîncălzitoare la un grup de 125 MW cu circulaţie naturală : partea dreaptă, curba D, cu reglare funcţională, şi partea stîngă, curba G, cu reglare convenţională.

O perturbaţie importantă a apărut de la orele 12^{50} la 13. Efectul acestei perturbaţii este de aproximativ patru ori mai mic în cazul curbei D decît G.

În ce priveşte debitele de injecţie, curba D este mai agitată decît curba G, dar aceste variaţii erau necesare judecînd după rezultatul obţinut, în ce priveşte mărimea reglată care este temperatura. Se vede pe de altă parte că curba D pentru debit este în avans cu aproximativ 6 minute faţă de curba G, această anticipare fiind posibilă datorită prezenţei efectelor D şi D^2 din reglarea funcţională a temperaturii.

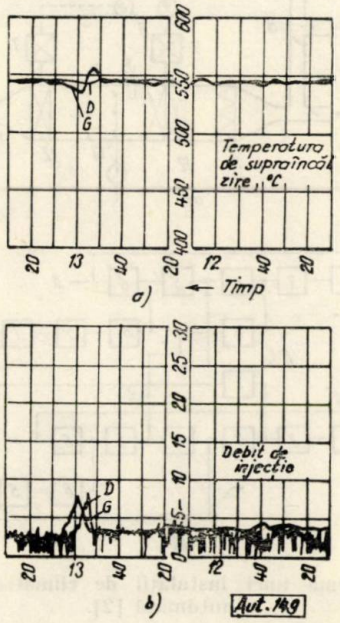


Fig. 2. Variaţia temperaturilor după supraîncălzitoare (a) şi a debitelor de injecţie (b) la un grup de 125 MW cu circulaţie naturală.

Avantajele acestei reglări funcţionale, după autorii ei, sînt :

— în comparaţie cu alte metode de sinteză existente, diferitele structuri care se pot întîlni şi în reglările convenţionale pot fi determinate fără ambiguitate fie prin calcul, fie prin reguli practice simple;

— se pot introduce legături de reacţie suplimentare stabilite cu uşurinţă, care s-au dovedit folositoare în practică;

— poate conduce la scheme mai simple decît acele clasice, precum este cazul în exemplul arătat;

— se pot calcula direct parametrii regulatoarelor, ceea ce este important în cazul sistemelor de reglare complexe.

BIBLIOGRAFIE

[1] Foureau, A. Les régulations fonctionnelles de processus industriels ACEC—CHANCE. In : Revue ACEC, nr. 2, 1967.

[2] Berlemont, V. ş.a. Réglage paramétrique d'une chaudière à ballon et calculateur de flux. Seminaire international : l'automatisation dans la production et la distribution de l'énergie électrique, IBRA, aprilie 1966.

[3] Debelle, J. ş.a. Parametric control of boilers and identification of furnace perturbation. Congres IFAC, Londra 1966.

Reglarea instalaţiilor de climatizare

Cu toate că metodele teoretice ale unei asemenea reglări sînt bine stabilite, se poate constata totuşi că, în practică, actualmente, de cele mai multe ori concepţia generală a reglării, alegerea şi amplasarea elementelor în instalaţiile de climatizare se determină pe baza unor consideraţii empirice. O explicaţie pentru aceasta poate fi faptul că încă foarte mulţi tehnicieni au ezitări să recurgă în acest domeniu la ajutorul teoriei. Sînt însă şi cauze care fac ca aplicarea teoriei sistemelor de reglare să prezinte astăzi încă unele dificultăţi în instalaţiile de climatizare. În orice sistem de reglare se face implicit presupunerea că mărimea reglată poate fi măsurată şi deci că această mărime este bine definită, ceea ce în instalaţiile de climatizare nu este totdeauna îndeplinit. În instalaţiile industriale, mărimile reglate sînt temperatura, umiditatea relativă sau o anumită combinaţie a amîndurora.

În instalaţiile care asigură confortul persoanelor din spaţiul respectiv, mărimile de reglat sînt legate de noţiunea vagă de confort [1]. Din această cauză, problema măsurării parametrilor în asemenea instalaţii este complexă şi cere, pentru a fi rezolvată, o colaborare între fiziologi, specialiştii în utilaj şi automatişti. Pe de altă parte, utilajul unei asemenea instalaţii este complex şi trebuie stabilite pentru fiecare din părţile sale ecuaţiile caracteristice, pentru a se putea modela procesul în ansamblul său. Complexitatea unui asemenea sistem de reglare rezultă din figura 1, în care s-a arătat atît componenta fizică a instalaţiei (fig. 1,*a*), cît şi schema-bloc pentru reglarea temperaturii şi umidităţii relative (fig.1,*b*). Cercetări recente au stabilit ecuaţiile acestor părţi componente, şi anume pentru spaţiul climatizat propriu-zis [1], pentru canalele de legătură [2], precum şi pentru ansamblul acestor părţi componente [3]. Pentru instalaţiile de climatizare din spaţii de producţie, funcţia de transfer a procesului este de formele următoare [3]:

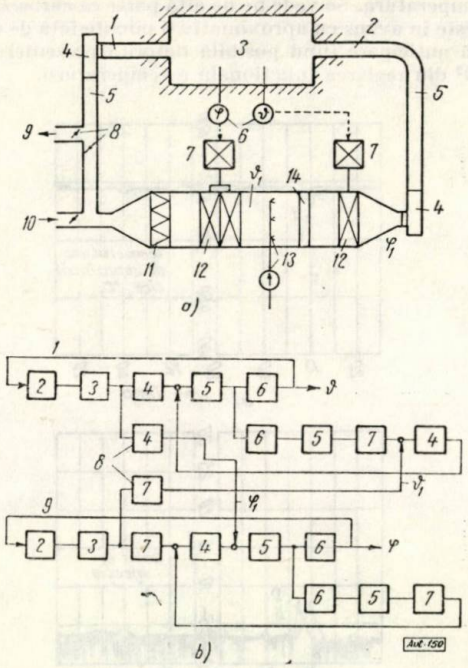


Fig. 1. Schema unei instalaţii de climatizare cu reglare automată [2].

a) *1* — aer la ieşire; *2* — aer la intrare; *3* — spaţiul climatizat; *4* — ventilator; *5* — canal; *6* — elemente de măsură (ϑ — temperatura; φ — umiditatea); *7* — regulator; *8* — clapete; *9* — aer evacuat; *10* — aer proaspăt; *11* — filtru; *12* — preîncălzitor; *13* — umezire; *14* — separator de picături.

b) *1* — reglarea temperaturii; *2* — traductor; *3* — regulator; *4* — încălzitor; *5* — canal; *6* — spaţiul climatizat; *7* — preîncălzitor; *8* — cuplare; *9* — reglare de umiditate.

— pentru reglarea temperaturii prin variaţia încălzirii:

$$Y_p(s) = \frac{K(T_4 s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)};$$

— pentru reglarea umidităţii prin variaţia încălzirii:

$$Y_p(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}.$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Profos, P., Hemmi, P. Untersuchungen zur Dynamik zu der Klimaregelung. In: Neue Technik, nr. 7, 1965.

[2] Profos, P. Dynamisches Verhalten von Klimakanälen. In: Messen-Steuern-Regeln, nr. 4, 1967.

[3] Grossmann, W. Überlick über die Eigenschaften der Regelung von Klimaanlagen. In: Messen-Steuern-Regeln, nr. 4 şi 5, 1967.

Tendinţele actuale în organizarea camerelor de comandă centrale

În ultimul timp concentrarea informaţiilor dintr-o instalaţie industrială într-o singură cameră de comandă centrală a constituit o metodă general admisă. În felul acesta însă, în unele instalaţii mijlocii şi mari, aceste camere de comandă au devenit foarte mari şi deci costisitoare, iar operatorii respectivi urmăresc cu dificultate desfăşurarea proceselor respective. Aceste constatări au determinat întocmirea de studii pentru a se stabili cea mai bună configuraţie a camerelor de comandă. Primul aspect studiat a fost acela al cerinţelor care trebuie satisfăcute în legătură cu supravegherea desfăşurării unui proces industrial [1], stabilindu-se că acestea sînt în principal următoarele: a) instalaţia trebuie să realizeze un produs avînd calităţile impuse prin specificaţie; b) instalaţia trebuie să realizeze o anumită producţie; c) costul pe unitatea de produs trebuie să fie cît mai mic; d) să poată fi observate limitările impuse de siguranţa şi capacitatea instalaţiei. În stadiul actual al siguranţei în funcţionare a aparaturii de automatizare, inclusiv a calculatoarelor on-line, se pare că se elimină necesitatea unor operatori pentru urmărirea desfăşurării normale a procesului, intervenţia lor fiind necesară numai pentru a programa schimbări în caracteristicile produsului, în cantitatea produsului final, şi pentru întreţinere. Cu o asemenea concepţie a supravegherii, numai parametrii care caracterizează calitatea produsului sînt menţinuţi constanţi, în timp ce debitele, presiunile, nivelurile sau alţi parametri din proces pot varia pentru a face, de exemplu, minim preţul de cost.

O schemă a unei camere de comandă, realizată pe baza unei asemenea concepţii, este arătată în figura 1 [2], [3]. Este de aşteptat ca echiparea camerei de comandă să fie orientată în primul rînd pentru asigurarea întreţinerii, cuprinzînd deci echipament pentru repararea deranjamentelor. Un alt grup îl va constitui un echipamentde verificare a aparaturii. Se pare că în ce priveşte schema sinoptică se tinde spre folosirea unor scheme detaliate care pot fi proiectate, printr-o alegere simplă, pentru porţiunea din proces care este în examinarea personalului de întreţinere în perioada respectivă. În camera de comandă se va include un ansamblu pentru con-

trolul producţiei şi care va avea funcţiile următoare : stabilirea producţiei, informaţii asupra predărilor spre depozite, schimbările de produs programate, pornirea şi oprirea instalaţiilor, stabilirea disponibilităţilor din echipamentul tehnologic, optimizarea procesului, precum şi interpretarea şi utilizarea înregistrărilor şi indicaţiilor.

Personalul din centrul de cercetări tehnice are ca sarcină cercetările pentru perfecţionarea procesului şi utilajelor.

Desigur trecerea masivă spre această nouă concepţie a marilor camere de comandă va necesita un oarecare timp [4]. Trebuie însă menţionat că chiar de pe acum s-au pus în funcţiune camere de comandă realizate în acest fel şi că unele fabrici livrează echipament care permite o organizare după această nouă concepţie.

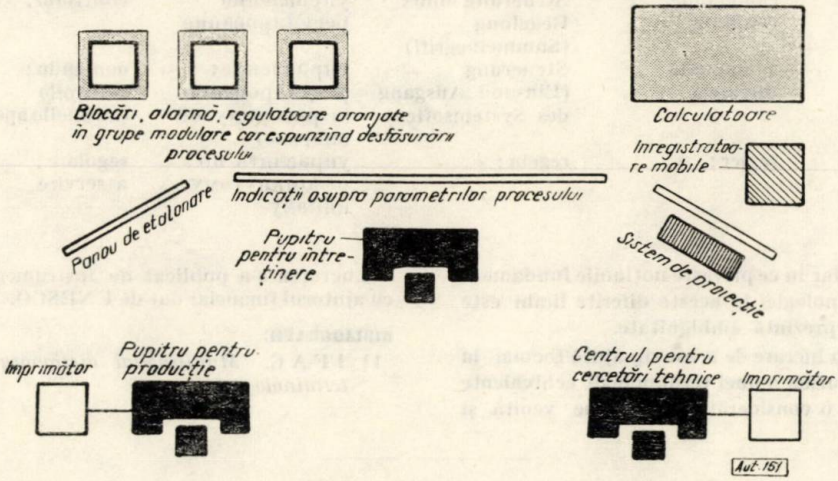


Fig. 1. Cameră de comandă în viitor [2].

Centrul de întreţinere	Supravegherea producţiei	Centrul de cercetări
Alarmă, blocare, comutare M/A	Prevederi pentru producţie	Perturbaţ =:
Etalonare, acordare	Inventar	Îmbunătăţirea procesului
Verificări on-line	Disponibilităţi în utilaj	Programare pe calc ul at o[r]
Verificări de performanţe	Optimizare	Studii economice

BIBLIOGRAFIE

[1] de J o n g, J. J. *Management information and control in the oil refinery.* In : Proceedings of 3-rd Congress of IFAC, iunie 1966, Londra.

[2] B u c k l e y, P. S. *Panels and instruments move toward specialization.* In : Instrumentation technology, aug 1967.

[3] B u c k l e y, P. S. *Techniques of process control.* New York, 1964.

[4] *Control rooms are changing.* In : Chemical processing, oct 1966.

Dicţionar în şase limbi cuprinzînd terminologia reglării automate, al Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC) [1]

Această lucrare a fost întocmită de un grup de specialişti din cadrul Federaţiei internaţionale de automatică şi cuprinde aproximativ 800 de termeni cu echivalentele în : engleză, franceză, germană, rusă, italiană şi spaniolă. Concepţia generală a dicţionarului este prezentată în fiecare din cele şase limbi.

S-a acordat importanţa cea mai mare concepţiilor de bază şi terminologiei acestui domeniu, deoarece în această terminologie este necesar să se stabilească o corespondenţă clară. Pentru elementele componente şi calculatoare s-a inclus un număr restrîns de termeni, fiindcă asemenea corespondenţe sînt stabilite în alte dicţionare tehnice de acest tip, în special în ce priveşte calculatoarele de către dicţionarul I F I P (Internaţional federation of information processing).

Cei mai mulţi din termenii introduşi se referă la aspecte ale reglării automate care au o consacrare îndelungată, iar termenii respectivi figurează în documentaţiile oficiale în limba respectivă. Dezvoltări mai noi, precum domeniul în plină dezvoltare al sistemelor de reglare adaptive, sînt mai puţin acoperite, introducîndu-se numai termenii pentru care pare a fi un acord general.

Termenii sînt clasificaţi în următoarele categorii :

0 Concepţii de bază şi termeni generali.
1 Metode de reglare şi tipurile sistemelor de reglare.
2 Variabile, semnale şi efectul semnalelor.
3 Elementele sistemelor în circuit închis.
4 Caracteristicile de performanţă.
5 Metodele matematice.
6 Elementele componente şi termenii corespunzători.
7 Elementele hidraulice şi pneumatice şi termenii corespunzători.
8 Elementele electrice şi termenii corespunzători.
9 Domenii diverse.

Deşi pentru întocmirea acestui dicţionar s-au folosit documentele oficiale din limbile respective care cuprindeau şi definiţia termenilor respectivi, întocmirea corespondenţelor a fost în numeroase cazuri destul de dificilă, în unele limbi trebuind să se treacă ca echivalenţi doi sau chiar trei termenii.

Vom indica cîteva asemenea cazuri din categoria 0. Termenii sînt trecuţi în ordinea limbilor, arătate mai sus :

0000	control ; general term	commande ; conduite	Steuerung und ; Regelung (Sammelbegriff)	управление регулирование	controllo ;	mando control
00005	control ; (open loop)	commande directe ;	Steuerung (Ein-und Ausgang des Systemsoffen)	управление ; регулирование (в разомкнутой системе)	comando ; controllo (ad anello aperto)	mando mando directo
00025	to control (closed loop) ;	régler ;	regeln ;	управлять по ; разомкнутому цикалу	regolare ; asservire	regular

După cum se vede, chiar în ce priveşte noţiunile fundamentale suprapunerea terminologiei în aceste diferite limbi este dificilă şi uneori chiar prezintă ambiguitate.

Ţinînd seamă însă că o lucrare de acest tip ajută tocmai la crearea pînă în cele din urmă a unei terminologii echivalente în aceste diferite limbi, o considerăm foarte bine venită şi credem că completarea ei cu o listă a termenilor din literatura tehnică în limba română ar fi indicată.

Lucrarea s-a publicat de Instrument society of America cu ajutorul financiar dat de UNESCO.

BIBLIOGRAFIE

1] I F A C. *Multilingual dictionary of automatic control terminology.*

I. Papadache

RECENZII

S. C ă l i n. **Regulatoare automate. Calculul şi construcţia.** Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967, 415 pag., 252 ref. bibl.

În urma măsurilor adoptate de conducerea de partid şi de stat pentru introducerea tehnicii noi în industria şi economia ţării noastre, au fost obţinute progrese însemnate şi în construcţia şi utilizarea elementelor şi dispozitivelor de automatizare. Rezultate importante s-au înregistrat în domeniul proiectării, construcţiei şi exploatării regulatoarelor automate. Industria noastră modernă este dotată cu numeroase regulatoare automate, electronice, pneumatice şi hidraulice. În literatura noastră tehnică — după cunoştinţa noastră, şi în cea din alte ţări — nu a fost publicată o lucrare care să trateze în mod unitar probleme legate de calculul şi construcţia regulatoarelor de diverse tipuri, de la cele mai simple (regulatoare convenţionale) pînă la cele complexe (regulatoare adaptive, extremale, optimale, discrete).

Lucrarea recenzată cuprinde o asemenea tratare unitară a problemelor menţionate. Materialul expus în lucrare este împărţit în 15 capitole, grupate în trei părţi.

Partea I este destinată calculului regulatoarelor tipizate. După un prim capitol introductiv (cap. 1), sînt prezentate datele iniţiale şi obiectivele urmărite prin calcul (cap. 2), fiind expuse totodată metodele de calcul utilizate în proiectarea regulatoarelor. Tot în cap. 2 se dau noţiuni de identificare a proceselor.

În cap. 3—6 sînt expuse metode de proiectare şi acordare optimă a regulatoarelor tipizate (metoda poli-zerouri, metode de frecvenţe, criterii integrale, criteriul modulului şi simetriei) pentru reglarea instalaţiilor tehnologice fără timp mort.

În cap. 7 sînt tratate aceleaşi probleme pentru reglarea proceselor cu timp mort, fiind prezentate şi metode originale de proiectare şi verificare a performanţelor sistemului proiectat.

Partea I oferă cititorului o imagine clară asupra elementelor necesare proiectării regulatoarelor tipizate.

În partea a II-a (cap. 8—11), destinată principiilor de realizare a regulatoarelor speciale, sînt tratate la început regulatoarele adaptive şi autoinstruibile (cap. 8), fiind prezentate principalele realizări obţinute în acest domeniu nou. Se remarcă îndeosebi prezentarea sistemelor cu modele instruibile şi a sistemelor autoinstruibile, elaborate relativ recent. În cap. 9 se prezintă principiile de realizare a regulatoarelor extremale, precum şi a optimizatoarelor automate. Domeniul regulatoarelor neliniare (cap. 10) este bogat reprezentat, fiind expuse cele mai importante tipuri de regulatoare neliniare, care prezintă cel mai mare interes teoretic sau practic, ca : regulatoare cu structură variabilă, regulatoare optimale, regulatoare cu predicţie şi regulatoare bipoziţionale. Cap. 11 este destinat regulatoarelor cu impulsuri şi regulatoarelor numerice, fiind prezentate principiile funcţionale şi constructive ale acestor tipuri de regulatoare.

În partea a III-a (cap. 12—15) se prezintă problemele privind construcţia regulatoarelor tipizate. Mai întîi (cap. 12) se face o analiză a problemelor legate de construcţia regulatoarelor, stabilindu-se avantajele regulatoarelor unificate. Cap. 13. este destinat regulatoarelor electronice. Aici este expus pe larg sistemul unificat UNIDIN, elaborat şi utilizat la noi în ţară. Sînt indicate şi principalele regulatoare electronice unificate fabricate în diferite ţări. În cap. 14 sînt tratate regulatoarele pneumatice şi electropneumatice. Construcţia regulatoarelor hidraulice formează obiectul cap. 15.

Conţinutul părţii a III-a, axat pe construcţiile moderne de regulatoare automate electronice, pneumatice şi hidraulice, oferă principalele soluţii constructive prin care se obţin legile de reglare tipizate, îndeosebi construcţiile unificate elaborate sau fabricate la noi în ţară.

Modul de prezentare a problemelor legate de calculul şi construcţia regulatoarelor, în prezenta lucrare, se caracterizează printr-un grad înalt de sistematizare a materialului, prin succesiunea logică a capitolelor şi printr-o deosebită claritate.

Lucrarea recenzată se remarcă printr-un nivel ştiinţific ridicat ; pe lîngă metodele de calcul devenite clasice, sînt prezentate cele mai noi metode de calcul din acest domeniu. Sistematizarea originală a problemelor complexe, referitoare atît la calculul regulatoarelor tipizate, cît şi la principiile de realizare a regulatoarelor speciale, face lucrarea deosebit de valoroasă.

Pe lîngă aspectele originale legate de organizarea prezentării materialului, lucrarea cuprinde şi metode originale de calcul ale autorului, cum sînt : acordarea optimă a regulatoarelor pentru procese cu timp mort, verificarea performanţelor prin metoda eşantionării fictive, unele metode de calcul ale regulatoarelor liniare prin repartiţia poli-zerouri şi prin metode de frecvenţă etc.

Din această sumară trecere în revistă a conţinutului rezultă că lucrarea va acoperi un gol în literatura noastră de specialitate şi va deveni o carte de bază pentru doctoranţii şi studenţii care se specializează în automatică, precum şi pentru inginerii şi cercetătorii cu preocupări în acest domeniu, aducînd în acelaşi timp o contribuţie la dezvoltarea ştiinţei româneşti.

S. Florea

G. A. Sastova. **Codificarea şi stabilitatea la perturbaţii a transmisiei informaţiei telemecanice** (Kodirovanie i pomehustoicivosti peredaci telemehaniceskoi informaţii). Moscova, ed. Energhia, 1966, 454 p., 90 fig., 131 ref. bibl.

Lucrarea este consacrată problemei stabilităţii la perturbaţii şi eficacităţii diferitelor mijloace de transmitere a informaţiei în sistemele de telecomandă şi telemăsură.

Problema codificării optime în telemecanică este legată de specificul informaţiei care se transmite în acest domeniu şi a cărui principală caracteristică este, în general, limitarea întîrzierii în timp, maxim admisă. Cartea, bazată în mare măsură pe lucrările autoarei, dă indicaţii asupra metodelor de apreciere şi comparaţie a diferitelor sisteme de transmitere a informaţiei telemecanice în prezenţa perturbaţiilor.

Prima parte a lucrării, cu caracter introductiv, se ocupă de mijloacele de transmitere a informaţiei în sistemele de comandă. Astfel, primul capitol analizează procesul informaţional din aceste sisteme şi caracteristiciie sale. Următorul capitol se ocupă de transformările primare ale informaţiei; cuantificarea în nivel, cuantificarea în timp şi convertirile speciale. Al treilea capitol este consacrat codificării mesajelor transmise. În următorul capitol se analizează eficacitatea şi lărgimea de bandă necesară diferitelor tipuri de coduri.

Capitolul 5 descrie mijloacele de transmitere a mesajelor discrete provenite de la una sau mai multe surse informaţionale. Ultimul capitol al acestei părţi cuprinde o descriere matematică a perturbaţiilor şi o clasificare a metodelor de creştere a stabilităţii la perturbaţii.

Partea a doua a lucrării (cap. 7—12) este consacrată stabilităţii la perturbaţii a transmisiei mesajelor discrete.

Astfel, primul capitol al acestei părţi stabileşte criteriile de apreciere a stabilităţii la perturbaţii şi sarcinile codificării optime, iar capitolul următor dă metode de calcul al stabilităţii la perturbaţii pentru transmisia mesajelor discrete.

Capitolul 9 se ocupă de codificarea protejată la perturbaţii, analizînd diferite clase de coduri. În următorul capitol se discută transmisia informaţiei între mai multe obiecte. Capitolul 11 se ocupă de codificarea statistică în telemecanică, iar ultimul capitol de stabilitate la perturbaţii a sistemelor de telecomandă cu adresă.

Partea a treia a lucrării (cap. 13—18) este consacrată analizei stabilităţii la perturbaţii a transmisiei mesajelor continue. Primul capitol descrie criteriile de apreciere a stabilităţii la perturbaţii a sistemelor de telemăsură. Următoarele capitole analizează stabilitatea la perturbaţii a metodelor de telemăsură analogice, şi a sistemelor de telemăsură discrete. Apoi se discută parametrii optimi ai unui sistem de telemăsură, ultimul capitol ocupîndu-se de utilizarea mesajelor selective pentru creşterea stabilităţii acestor sisteme.

Destinată specialiştilor care lucrează în domeniul transmisiei telemecanice, lucrarea reprezintă o analiză amplă, bazată pe o tratare matematică corespunzătoare, a problemei protejării la perturbaţii a informaţiei vehiculate în cadrul sistemelor de telemecanică.

D. Negreanu

BREVETE

Model analogic pentru analiza fenomenelor la acceleratoarele de particule. Brevet R.S.R. 48492, înregistrat la 20.IX.1963, publicat la 6.IX.1967. Titular: M.I.C.M. Autori: Ing. Victor Bunea şi Ing. Ion Grinaru.

Invenţia se referă la un sistem analogic de modelare a acceleratoarelor de particule în scopul de a uşura considerabil analizarea diferitelor fenomene, care se petrec la aceste acceleratoare.

Acceleratoarele de particule de diferite tipuri, ca de exemplu cele de inducţie de tip betatron, sînt supuse în timpul funcţionării unei serii de fenomene diferite, care trebuie bine studiate, pentru ca acceleratorul să funcţioneze în condiţii ireproşabile. De asemenea, analiza şi cunoaşterea acestor fenomene permite perfecţionarea acceleratoarelor, mărirea randamentului, a puterii lor, precum şi o reducere a gabaritului şi a preţului de cost.

În condiţiile actuale, analiza fenomenelor care se petrec la funcţionarea generatorului se face pe acceleratorul gata construit. Este cunoscut faptul că preţul acceleratorului este în general foarte mare, astfel încît dacă în timpul studiului reiese necesitatea unor modificări constructive, acestea s-ar putea efectua cu cheltuieli foarte mari.

Pentru remedierea acestui neajuns este cunoscut procedeul de a face în întregime un accelerator mai mic în locul celui mare principal şi a-l analiza pe cel mic.

Şi acest procedeu este foarte scump, cu toate că oferă o substanţială reducere de preţ faţă de alternativa de a experimenta pe acceleratorul principal. Din acest motiv, acest procedeu cunoscut nu poate duce decît la un studiu în mare şi la obţinerea de rezultate parţiale.

Potrivit invenţiei de faţă, acest dezavantaj este înlăturat prin aceea că acceleratorul este înlocuit cu un model analogic foarte mic. Evident că un asemenea model nu va putea asigura analiza tuturor fenomenelor care iau naştere la funcţionarea betatronului şi întregul său complex, însă poate face posibil studiul complet al unor anumite fenomene importante care au o mare influenţă asupra bunei funcţionări a acceleratorului, cum ar fi de exemplu fenomenul saturaţiei, sau cum ar fi problema stabilizării condiţiei 1/2 etc.

Se descrie mai jos sistemul analogic care face obiectul invenţiei de faţă în legătură şi cu figurile care reprezintă:

— fig. 1, secţiune prin modelul analogic cu două juguri;
— fig. 2, secţiune printr-un betatron;
— fig. 3, secţiune prin miezul unui betraton;
— fig. 4, plasarea bobinelor de măsură;
— fig. 5, secţiune prin modelul analogic cu un singur jug.

Sistemul analogic are aspectul unei bobine de reactanţă confecţionată din tole. Un miez, respectiv o coloană *1* are la mijloc două întrefieruri, unul mai mic *2* şi unul vecin *3* mai mare, despărţite între ele printr-un canal *4*. Acest miez central se închide cu unul sau două juguri *5* executate tot din tole de oţel. O bobină obişnuită jumelată *6*, alimentată de la o sursă de curent alternativ, furnizează excitaţia modelului de accelerator.

În modelul analogic potrivit invenţiei de faţă, întrefierul *2* reproduce întrefierul central *2'* al unui accelerator obişnuit reprezentat în figura 2, iar întrefierul *3* reproduce întrefierul marginal *3'*, unde este plasată camera toroidală a particulelor. În figura 2, elementele analogice modelului din figura 1 s-au poziţionat cu aceleaşi cifre însă cu semnul prim.

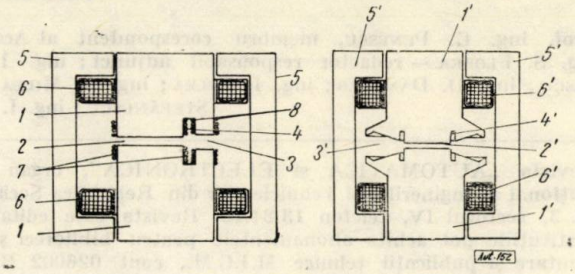


Fig. 1 Fig. 2

Ceea ce caracterizează modelul analogic potrivit invenţiei este faptul că cele două fluxuri ale unui betatron figura 2, şi anume cel care străbate întrefierul *2'* al miezului central şi cel care străbate întrefierul *3'* al camerei toroidale, pot fi dispuse în modelul analogic alături, astfel încît măsurarea

şi analiza acestor fluxuri se pot face foarte comod cu diferite instrumente de măsurare sau oscilografic.

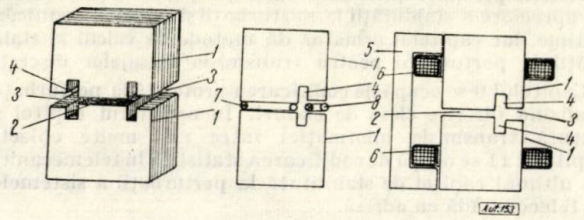


Fig. 3 Fig. 4 Fig. 5

Într-o altă variantă, potrivit invenţiei, reprezentată în figura 3, se poate dispune întrefierul central *2* la mijloc, iar la dreapta şi la stînga se dispun cele două întrefieruri marginale *3*. Această dispoziţie poate favoriza studierea convenabilă a altor fenomene.

Pentru măsurarea fluxurilor în *2* şi *3* modelul conţine bobine de măsură *7* şi *8* plasate nelimitativ, fie aşa cum este arătat în figura 1, fie aşa cum este arătat în figura 4.

De asemenea, în altă variantă, reprezentată în figura 5, modelul analogic are numai un singur jug *5*.

Avantajul sistemului analogic potrivit invenţiei constă în aceea că permite studierea diferitelor fenomene din accelerator, ca de exemplu fenomenul saturaţiei, şi permite în acelaşi timp modificări constructive foarte rapide şi ieftine, de exemplu modificările geometriei canalului *4*, prin care se poate influenţa fenomenul saturaţiei.

CRONICĂ

Simpozion internaţional asupra tehnicii impulsurilor în reglajul automat, Budapesta, 9—11 aprilie 1968

Cercetările recente asupra analizorului diferenţial numeric şi asupra calculatoarelor hibride, în legătură cu conducerea maşinilor-unelte şi a proceselor industriale, se bazează pe utilizarea analogică a semnalelor discrete : frecvenţa şi numărul impulsurilor.

Cercetarea bibliografiei a arătat că în toate ţările unde au loc cercetări active în domeniul automaticii există persoane cu preocupări şi în domeniul metodelor hibride. Pentru a reuni aceste persoane, comitetul executiv al IFAC a hotărît organizarea simpozionului asupra tehnicii impulsurilor în reglajul automat.

Organizarea simpozionului va fi asigurată de secţia tehnică a Academiei ungare de Ştiinţe, de Institutul de cercetări în automatică al Academiei ungare de Ştiinţe şi de Societatea ştiinţifică de măsură şi automatizare.

Lucrările care se vor prezenta vor trata despre sisteme de reglare automată şi despre elementele lor, utilizînd semnale de impulsuri. Se vor prezenta lucrări cu caracter general, selecţionate de organizatori pe baza rezumatelor, şi se vor purta numeroase discuţii.

Simpozion asupra planificării optimale a sistemelor, Ohio, 20—22 iunie 1968

Între 20—22 iunie 1968 la Ohio, la Case Institute of Technology Cleveland, va avea loc un simpozion asupra planificării optimale a sistemelor.

Iniţiativa acestui simpozion aparţine comitetului IFAC pentru ingineria sistemelor şi este organizat de către Consiliul american pentru reglajul automat şi de Grupul de ştiinţe ale sistemelor în cibernetică al IEEE.

Domeniile în care se vor prezenta lucrări sînt :

— metode fundamentale şi teorii referitoare la planificarea optimală, pe termen lung, a organizaţiilor şi proiectelor (planificare economică, tehnică, socială) ;

— aplicaţii şi experimentări ale acestor metode.

Metodele la care se vor referi lucrările vor acoperi următoarele domenii :

— prevederea cererii viitoare ;
— determinarea eficienţei planificării ;
— modelare şi simulare ;
— optimizare ;
— alegerea metodei corecte ;
— luarea deciziei,

cu referiri la sisteme industriale şi energetice, învăţămînt, transporturi, sisteme de comunicaţie şi informare.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil ; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. S. CĂLIN ; ing. E. DEATCU ; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; ing. D. DAMSKER ; ing. I. FELEA ; ing. A. MILEA ; ing. N. MIREA ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. GH. ŞTEFĂNESCU ; ing. I. TEODORESCU ; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA şi ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacţia şi administraţia : Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, sectorul IV, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România, sectorul I, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : 30 lei anual. Costul unui exemplar : 5 lei. Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informaţia", str Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 5030.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

40 549

Techsnabexport

MOSCOW - USSR

Difractometru Roentgen DRON-1

— Instalaţie universală pentru :
- analiza generală Roentgen a structurii
- studiul monocristalelor şi al texturii
- determinarea unghiurilor de secţionare a lamelelor monocristaline.

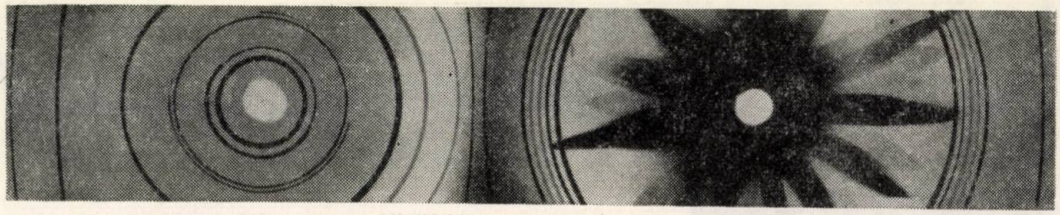
— Instalaţia poate funcţiona în camere cu înaltă şi joasă temperatură.

— Instalaţia asigură o precizie ridicată de măsurare a unghiurilor de difracţie.

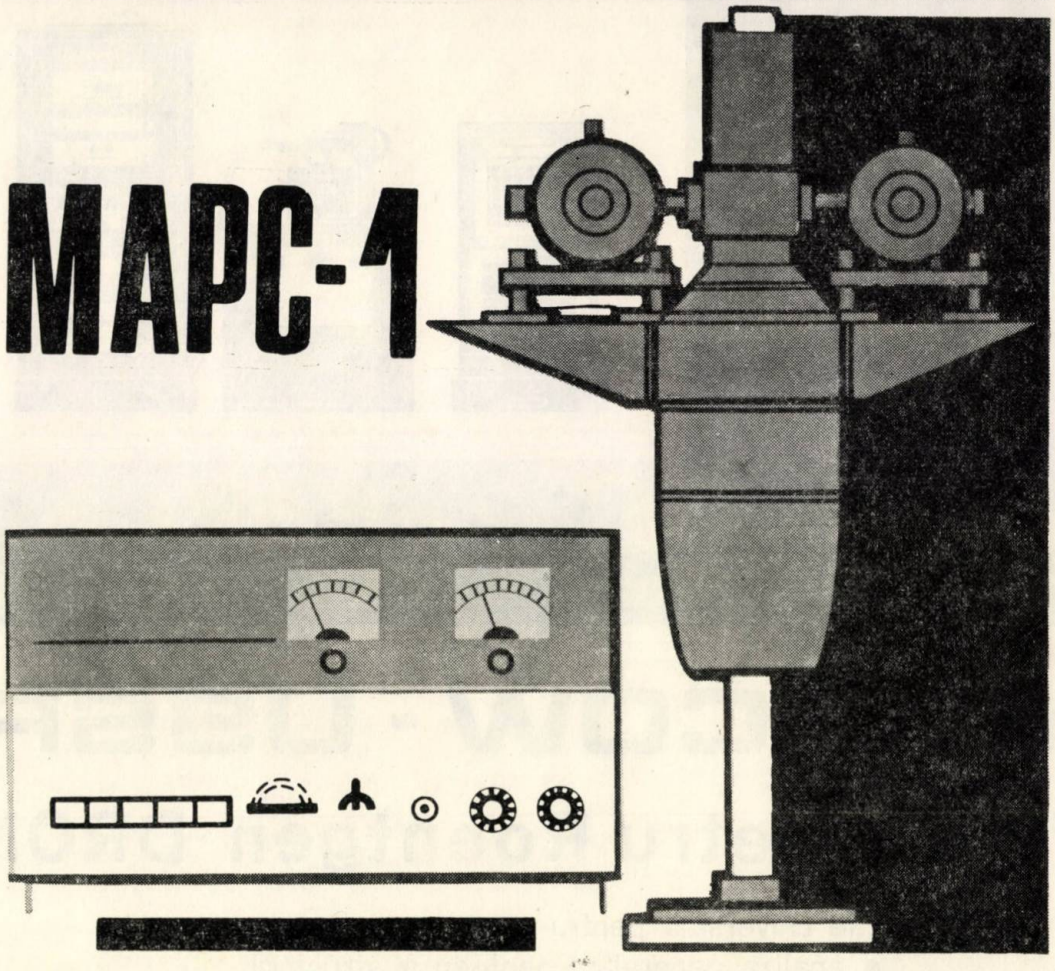
Cererile se trimit la adresa:

V/K TECHSNABEXPORT
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon : 44-32-85 Telex : 974

Techsnabexport



MAPC-1



Aparat Roentgen MARS-1 pentru analiza structurii prin metoda fotografică

- lucrează cu tub Roentgen cu microfocar;
- nu necesită răcire cu apă;
- tensiunea anodică a tubului variază între 4 şi 45 kV la o intensitate de 450 μA;
- gabarite şi greutate reduse.

Cererile se trimit la adresa:

V/K TECHSNABEXPORT Moscova G-200, U.R.S.S.

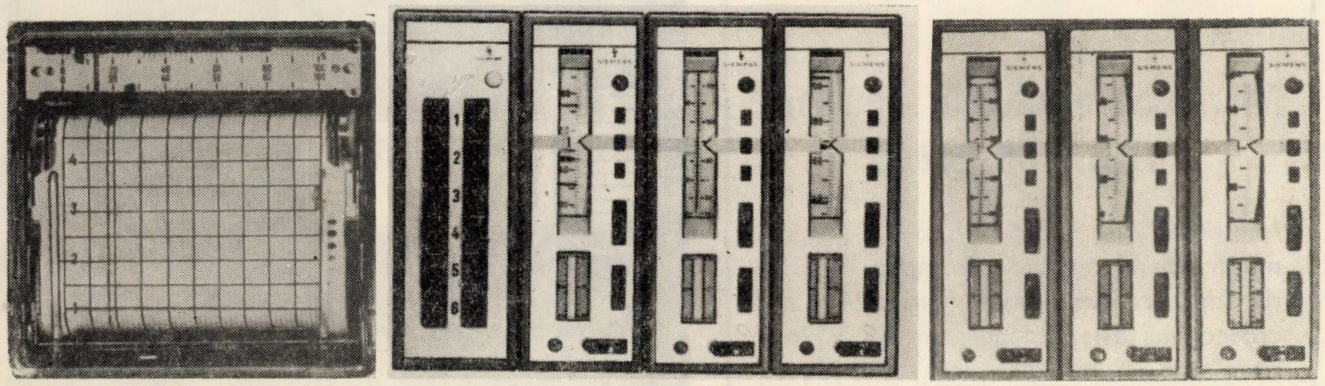
Telefon: 44-32-85 • Telex: 974

SIEMENS

Regulatoare compacte pentru instalații mari industriale

Panourile de comandă pentru instalații mari tehnologice necesită regulatoare compacte.
Regulatorul nostru TELEPERM KE în noua realizare îndeplinește această condiție: dimensiuni frontale 48 mm × 144 mm, adîncime numai 340 mm.
Un alt avantaj: scalele și elementele de reglare pentru funcționarea normală se află pe placă frontală.
Regulatorul TELEPERM KE este electronic. El poate fi folosit pentru reglare de procese rapide și lente. Semnalul de ieșire este un curent continuu de 0 pînă la 20 mA. Elemente de comparație și de reglaj interschimbabile stau la dispoziție pentru toate problemele de reglare a tehnologiei de fabricație: reglare cu valoare fixă, reglare în cascadă, reglare de raport, reglare cu trei componente.
Poate fi utilizat în instalații conduse de calculatoare, fără a necesita elemente suplimentare. Pentru înregistrarea valorilor mărimii reglate, regulatorul este prevăzut cu un selector pentru înregistrare. El conectează cîte două din șase regulatoare de orice sortiment pe un înregistrator dublu de compensație KOMPENSOGRAPH II L 144×144 mm (figura).
Acesta este un exemplu din programul nostru de aparate de automatizare pentru domeniul tehnologiei de fabricație.
Vă putem arăta și multe alte asemenea realizări. Indicați-ne problemele de automatizare pe care le aveți. Vă vom sfătui cu plăcere și vă vom arăta rezolvări ale acestor probleme cu aparatele noastre.

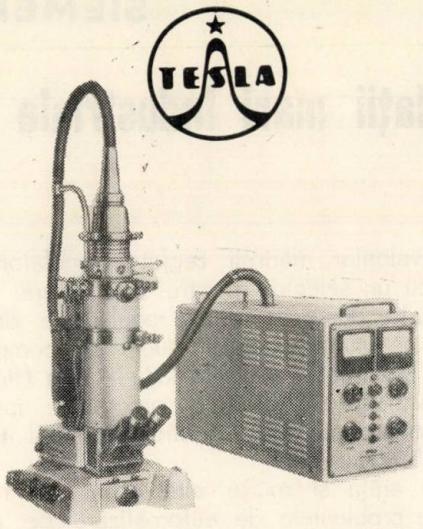
Adresați-vă la:
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK
75 Karlsruhe, Republica Federală a Germaniei.



SIEMENS lucrează în toate domeniile importante ale electrotehnicii; construiește instrumente și instalații pentru sesizarea și prelucrarea, transmiterea și recepția informațiilor și datelor; pentru măsurare și reglare; pentru observare și analizare — produce instalații de alimentare cu energie; echipează industria și economia; are soluții sigure și rapide pentru căile ferate și transporturile rutiere, maritime și aeriene.
La SIEMENS lucrează în prezent 15 000 de cercetători, ingineri și tehnicieni, pentru rezolvarea problemelor de cercetare și dezvoltare. Datorită metodelor de fabricare și verificare îngrijite și ținînd seamă continuu de experiență, produsele SIEMENS au o înaltă maturitate tehnică și o siguranță deosebită. Întotdeauna și pretutindeni unde este vorba de electrotehnică, SIEMENS poate oferi o rezolvare optimă. Pentru fiecare proiect, specialiștii întreprinderilor SIEMENS vă pot ajuta la fața locului; proiectează instalațiile de care aveți nevoie și le îngrijesc cu siguranță.
SIEMENS are reprezentanți în mai mult decît 100 de state.
Luați legătura cu SIEMENS.
Alimentări cu energie — tehnică nucleară — instalații și aparate electrice — telecomunicații — tehnica prelucrării datelor — măsură — automatizare — sisteme modulare electronice — electromedicină.

SIEMENS vă este partener

TESLA



BS242E

Microscop electronic de masă TESLA BS 242 E

Microscop electronic cu radiații electromagnetice în realizare de masă. Puterea de separare punctiformă garantată a microscopului este de minimum 25 Å. Mărirea este de la 1000 pînă la 30 000 cu 10 scări la alegere. Tensiunea de accelerare a microscopului este comutabilă, 40 sau 60 kV, stabilitatea mai bună decît 4.10^{-5}. Optica electronică constă în lentile electromagnetice care sînt alimentate de la blocul de alimentare transistorizat TESLA BP 2 20. Microscopul este prevăzut cu un binocular. Instalația de vacuum: o pompă de ulei rotativă cu două trepte și o pompă de difuziune răcită cu aer.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Regulator cu flotor dublu pentru încălzire cu țiței brut JIKOV

- O instalație care îndeplinește într-un domeniu larg funcția de reglare pentru livrarea de combustibil și pentru diferite tipuri de consumatori de căldură, avînd ca sursă de energie termică petrol (țiței brut).
- Corespunzător pentru sobe mici la încălzire casnică, cum și pentru încălziri pe etaje sau centrale de mari dimensiuni.
- Posibilitatea de reglare a debitului de combustibil cu ajutorul regulatorului în domeniul 3 pînă la 70 cm^3/min.

- Ampla experiență în producție acumulată în marca de fabricație Jikov oferă o garanție deplină pentru siguranță și calitate.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 537.228.2.029.6 : 531.719.33 : 621.317.361

Оприкэ, Д.:

Установка для измерения толщины тонких частиц, отложенных в вакууме.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 49–54

Описывается установка для измерения тонких частиц, отложенных вследствие выпаривания в вакууме, основывающаяся на свойстве кварцевого кристалла изменять свою резонансную частоту в то время, когда происходят отложения на его поверхности

ДК 621–551.3 : 621.382.2

Думитреску, Вл.:

Синтез регулятора крайнего значения, оснащенного статистическими коммутационными элементами УНИЛОГ-А.

Automatiec şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 55–62

В статье представлен регулятор крайнего значения типа ,,шаг за шагом'' с возможностью его применения в технологических установках, статическая характеристика которых имеет только одно крайнее значение.

ДК 621–501.14 : 621–503.4

Червени, И.:

Вариант метода гармонической линейности для изучения стабильности нелинейных автоматических систем (I).

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 63–69

В работе показан вариант гармонической линейности, удобный при оценке нелинейных систем.

ДК 512.831 :512.312

Вайда, Д.:

Применение ортогональных многочленов при реверсировании матриц.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 70–72

Используются свойства ортогональных многочленов в целях увеличения скорости конвергенции необходимых итераций для реверсирования матриц.

ДК 621.375.55

Раковяну, Н. и *Додеску, Г.:*

Параметрический мультипликатор с конденсаторным диодом.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 72–75

В работе проводится математический анализ схемы параметрического мультипликатора с конденсаторным диодом.

ДК 621.398.011.1 : 519.211

Дятку, Е.:

К вопросу об объективной оценке параметров телемеханических систем.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 75–79

Описывается в общих чертах работа телемеханической системы и анализируются, при помощи теории вероятности, характеристики этой системы.

ДК 621.317..311.027.3 : 621.372.5

Гершкович, Х. и *Теодор, Ст.:*

Высоковольтный датчик постоянного тока.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 79–84

ДК 539.1.074.24 : 621.374.3 : 621.382.4

Поенару, Д. Н.:

Форма импульсов от детекторов ядерных излучений, предусмотренных полупроводниковыми устройствами.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, март-апрель 1968, стр. 84–94

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 94–98
РЕЦЕНЗИИ 98–99
ПАТЕНТЫ 99–100
ХРОНИКА 100

INHALTSVERZEICHNIS

DK 537.228.2.029.6 : 531.719.33 : 621.317.361

Oprică, D. :

Einrichtung zum Messen der Stärke der im Vakuum abgesetzten dünnen Häutchen.

Automatica şi Electronica 12, H.2, März-April 1968, S. 49–54

Beschrieben wird eine Anlage zum Messen der Schichtdicke der im Vakuum aufgedampften dünnen Häutchen. Das Verfahren beruht auf die Eigenschaft eines Quarzkristalles, seine Resonanzfrequenz zu verändern, wenn auf seine Oberfläche Auflagerungen stattfinden.

DK 621–551.3 : 621.382.2

Dumitrescu, Vl. :

Die Synthese eines Extremalregulators mit Elementen statischer Kommutierung UNILOG-A.

Automatica şi Electronica 12, H. 2, März-April 1968, S. 55–62

Beschrieben wird ein Extremalregulator der ,,schritweisen'' Type, welcher in technologischen Anlagen, deren statische Charakteristik ein Extrem, und nur eins hat, verwendet werden kann.

DK 621–501.14 : 621–503.4

Cserveny, I. :

Eine Variante zur Methode der harmonischen Linearität zum Studium der automatischen nichtlinearen Systeme.

Automatica şi Electronica 12, H.2, März-April 1968, S. 63–69

Die Arbeit behandelt eine Variante der harmonischen Linearität, welche die Schätzung der Stabilität nichtlinearer Systeme bequemer macht.

DK 512.831 : 512.312

Vaida, D. :

Anwendungen der orthogonalen Polynome zur Umkehhrung der Matrizen.

Automatica şi Electronica 12, H. 2, März-April 1968, S. 70–72

Es werden Eigenschaften der orthogonalen Polynome ausgenutzt um die Konvergierungsgeschwindigkeit der Iterationen, die zur Umkehrung gewisser Matrizen nötig sind, zu vergrössern.

DK 621.375.55

Racoveanu, N. und *Dodescu, Gh.* :

Parametrischer Multiplikator und Kondensatordiode.

Automatica şi Electronica 12, H. 2, März-April 1968, S. 72–75

Es wird die mathematische Analyse des Schemas eines parametrischen Multiplikators mit Kondensatordiode vorgenommen.

DK 621.398.011.1 : 519.211

Deatcu, E. :

Betrachtungen bzgl. der objektiven Schätzung der Parametersystem in der Telemechanik.

Automatica şi Electronica 12, H. 2, März-April 1968, S. 75–79

Man beschreibt allgemein das Arbeiten eines Systems der Telemechanik und untersucht mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsrechnung gewisse Charakteristiken des Systems.

DK 621.317.311.027.3 : 621.372.5

Herşcovici, H. und *Teodor, St.* :

Hochspannungs-Gleichstromübertrager.

Automatica şi Electronica 12, H. 2, März-April 1968, S. 79–84

DK 539.1.074.24 : 621.374.3 : 621.382.4

Poenaru, D. N. :

Die Impulsform der Detektoren von Kernausstrahlung mit Halbleitereinrichtungen.

Automatica şi Electronica 12, H. 2, März-April 1968, S. 84–94

AKTUELLES 94–98
BUCHBESPRECHUNGEN 98–99
PATENTENSCHAU 99–100
CHRONIK 100

SOMMAIRE

CD 537.228.2.029.6 : 531.719.33 : 621.317.361

Oprică, D. :

Installation pour le mesurage de l'épaisseur des pellicules minces déposées dans le vide.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 49–54

On décrit une installation de mesurage des pellicules minces déposées par évaporation dans le vide, installation basée sur la propriété d'un cristal de quartz de modifier sa fréquence de résonance lorsque sur sa surface ont lieu des dépôts.

CD 621–551.3 : 621.382.2

Dumitrescu, Vl. :

La synthèse d'un régulateur extrémal à éléments de commutation statique UNILOG-A.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 55–62

On présente un régulateur extrémal à pas de pèlerin qui peut être utilisé dans les installations technologiques dont la caractéristique statique a un extrême unique.

CD 621–501.14 : 621–503.4

Cserveny, I. :

Une variante de la méthode de linéarisation harmonique pour l'étude de la stabilité des systèmes automatiques non-linéaires (I).

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 63–69

L'ouvrage se réfère à une variante de la linéarisation harmonique, variante commode pour apprécier la stabilité de s systèmes non-linéaires.

CD 512.831 : 512.312

Vaida, D. :

Applications des polynômes orthogonaux à l'inversion des matrices.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 70–72

On utilise certaines propriétés des polynômes orthogonaux en vue d'accroître la vitesse de convergence des itérations nécessaires pour inverser des matrices.

CD 621.375.55

Racoveanu, N. et *Dodescu, Gh.* :

Multiplicateur paramétrique à diode condensateur.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 72–75

On fait l'analyse mathématique du schéma d'un multiplicateur paramétrique à diode condensateur.

CD 621.398.011.1 : 519.211

Deatcu, E. :

Considérations concernant l'appréciation objective des paramètres des systèmes de télémécanique.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 75–79

On expose en général le fonctionnement d'un système de télémécanique et on analyse quelques caractéristiques du système, à l'aide des probabilités.

CD 621.317,311.027.3 : 621.372.5

Herşcovici, H. et *Teodor, St.* :

Traducteur de courant continu à haute tension.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 79–84

CD 539.1.074.24 : 621.374.3 : 621.382.4

Poenaru, N. D. :

La forme des impulsions produites par les détecteurs de radiations nucléaires à dispositifs semiconducteurs.

Automatica şi Electronica 12, no. 2, mars-avril 1968, p. 84–94

ACTUALITÉS	94–98
COMPTES RENDUS	98–99
BREVETS	99–100
CHRONIQUE	100

CONTENTS

DC 537.228.2.029.6 : 531.719.33 : 621.317.361

Oprică, D. :

Equipment for measuring the thickness of thin vacuum-deposited films.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 49–54

An installation for measuring the thin films deposited by vacuum evaporation, based on the property of quartz crystals of modifying their resonance frequency when deposits occur on their surface is described.

DC 621–551.3 : 621.382.2

Dumitrescu, Vl. :

The synthesis of an extremal regulator vith static UNILOG-A switching.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 55–62

An extremal regulator of the „pitch by pitch" type which can be used in technological installations whose static characteristic has only one extremum is presented.

DC 621–501.14 : 621–503.4

Cserveny, I. :

A variant of the harmonic linearization method for studying the stability of non-linear automatic systems (I).

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 63–69

The author deals with a variant of the harmonic linearization, allowing to easily estimate the stability of non-linear systems.

DC 512.831 : 512.312

Vaida, D. :

Some applications of orthogonal polynoms in matrix inversion.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 70–73

Some characteristics of orthogonal polynoms are used in order to increase the convergence speed of iterations required by matrix inversion.

DC 621.375.55.

Racoveanu, N. and *Dodescu, Gh.* :

A parametric multiplier with condenser diode.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968 , p. 72–75

The mathematical analysis is made of the diagram of a parametric multiplier with condenser diode.

DC 621.398.011.1 : 519.211

Deatcu, E. :

Some considerations concerning the objective estimation of telemechanical system parameters.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 75–79

The way of working of a telemechanical system is described and some characteristics of the system are analysed by means of the probabilities.

DC 621.317.311.027.3 : 621.372.5

Herşcovici, H. and *Teodor, St.* :

Continuous-current transducer at high-tension.

Automatica şi El3ctronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 79–84

DC 539.1.074.24 : 621.374.3 : 621.382.4

Poenaru, D. N. :

The form of impulses in the nuclear radiation detectors with semiconductor devices.

Automatica şi Electronica 12, nr. 2, march-april 1968, p. 84–94

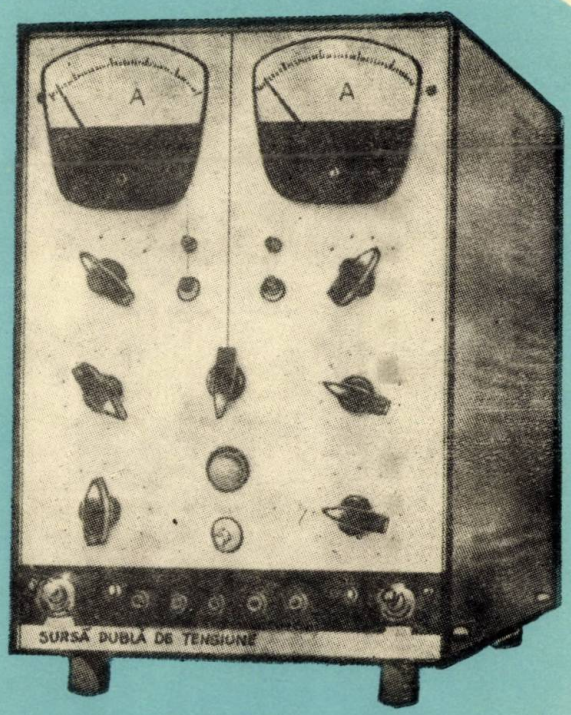
NEWS	94–98
REVIEWS	98–99
PATENTS	99–100
CHRONICLE	100

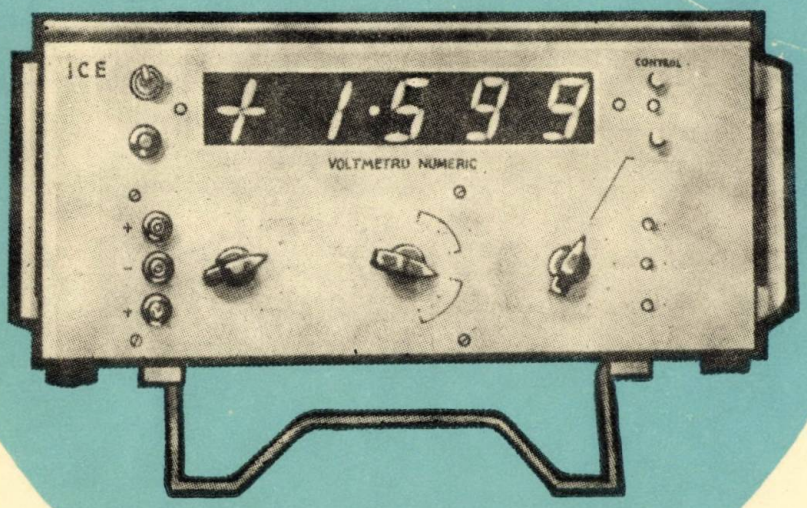
OSZAGOS MÚSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

primeste comenzi de cercetare de aparate, instalaţii si materiale electronice cu utilizări in laboratoare si in scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din tară.

Institutul execută studii, modele şi prototipuri pentru următoarele instalatii electronice :





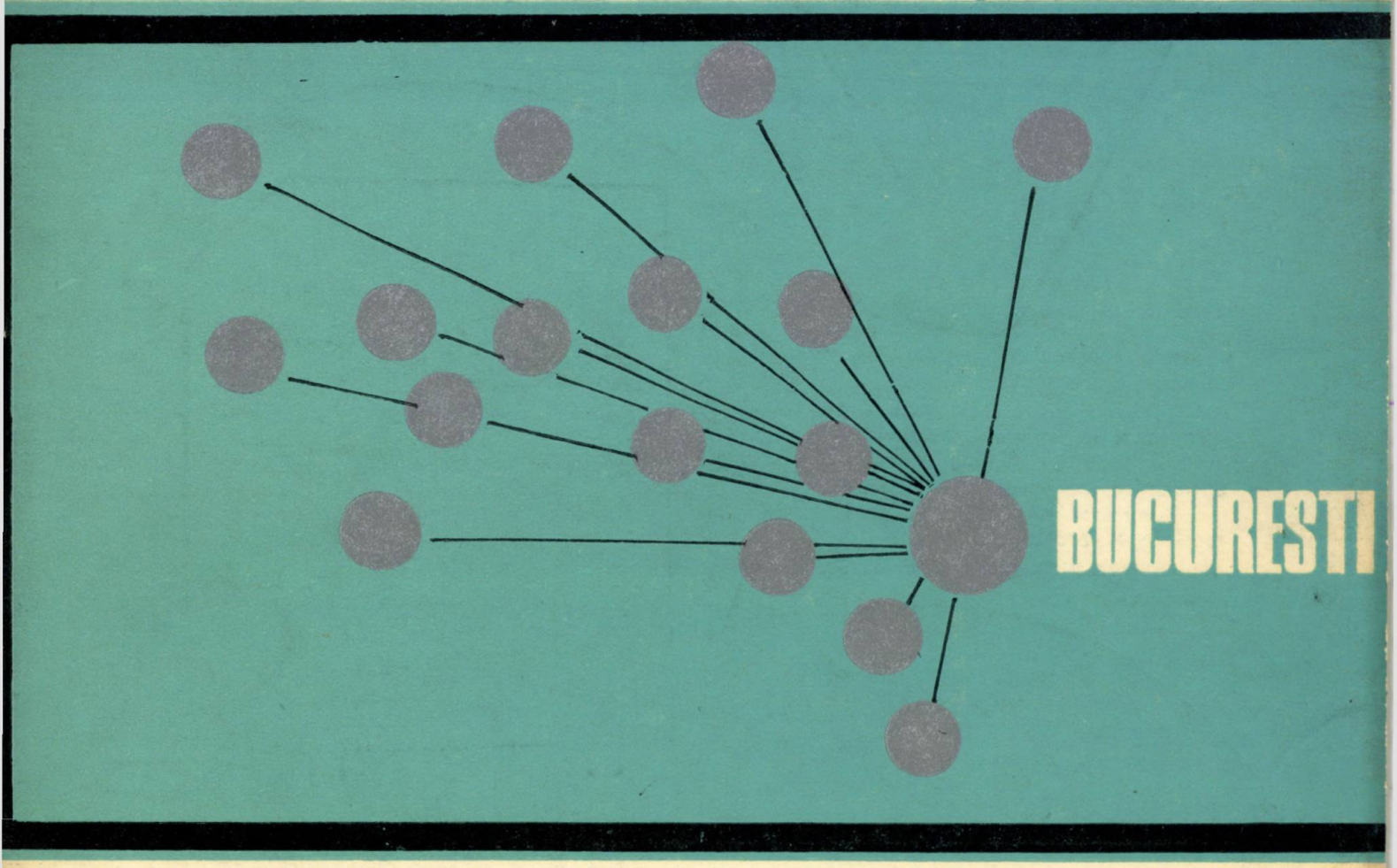
- aparate electronice universale şi speciale pentru măsurarea mărimilor electrice şi neelectrice;
- instalaţii electronice pentru tratamente termice şi defectoscopie;
- aparate şi instalaţii electronice medicale pentru diagnostic, tratamente şi proteze;
- materiale magnetice şi dielectrice, şi piese din ferite pentru radiocomunicaţii şi automatică.

ICE, B-dul Kalinin 18 BUCUREŞTI

1968 JUN 5

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1968. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701.

POLOGNE
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

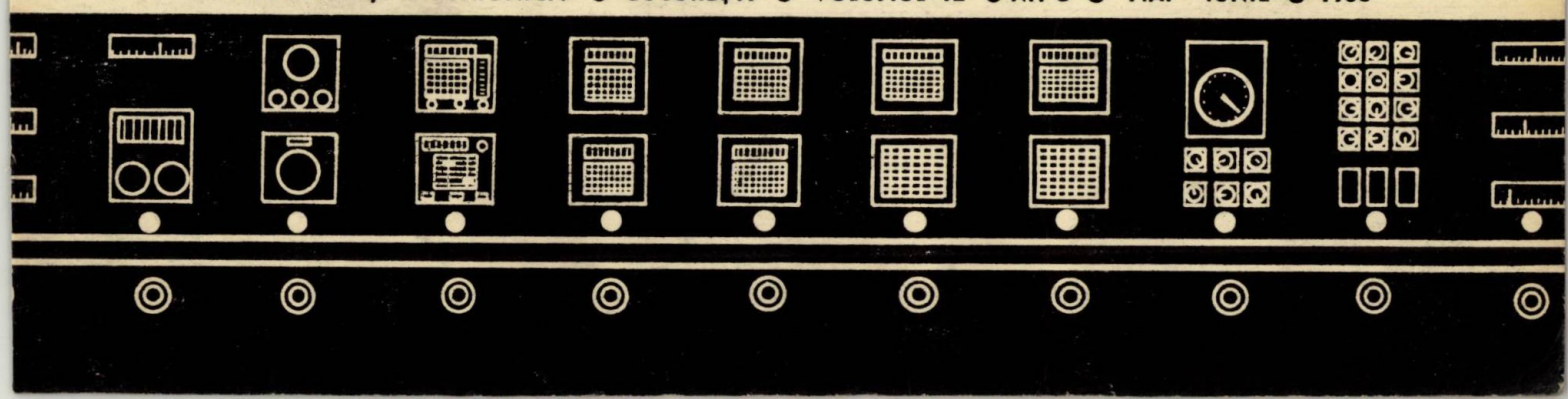
FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

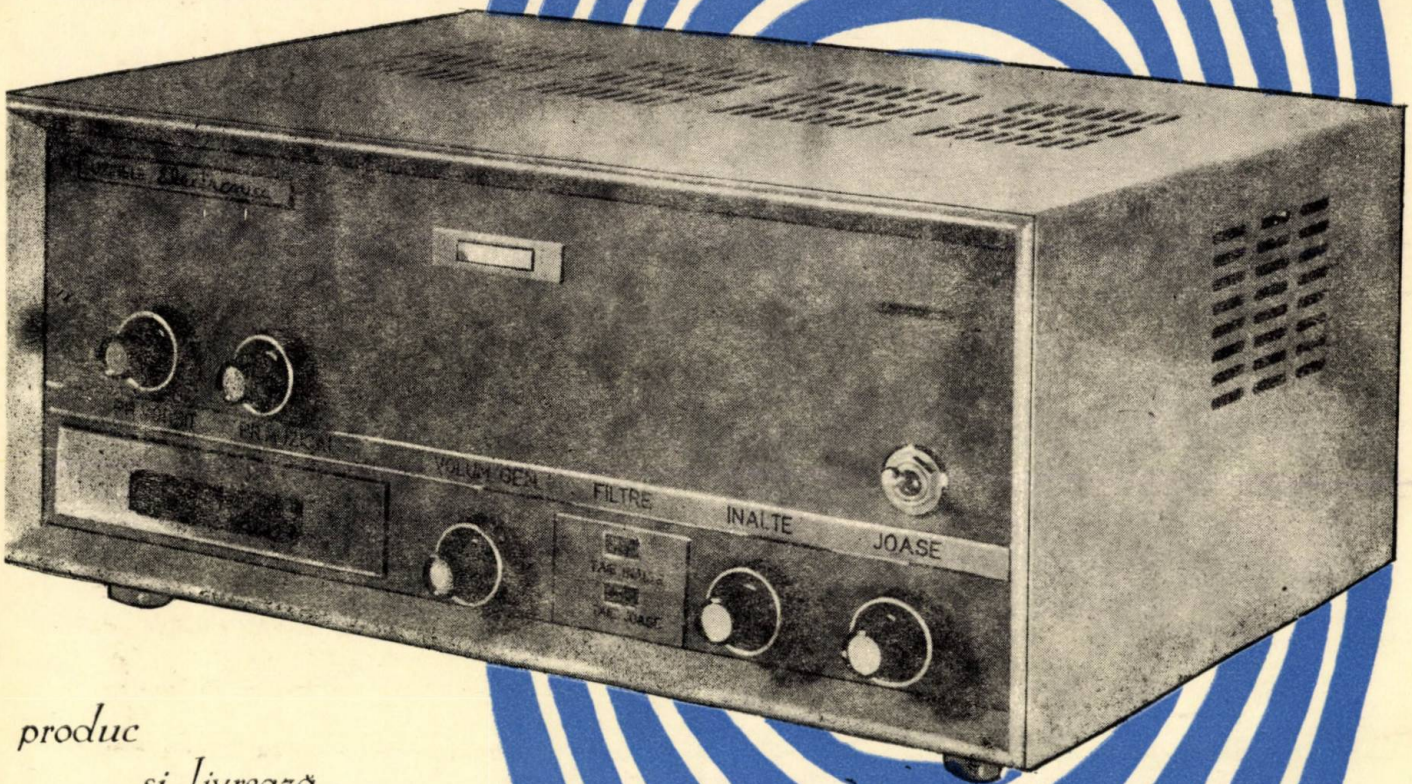
3

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 12 • Nr. 3 • MAI — IUNIE • 1968



UZINELE

Electronica



produc

și livrează

fără repartiție amplificatoare electronice de radiofrecvență de 40 W, destinate în exclusivitate instalațiilor fixe pentru sonorizări și audiții colective, avînd următoarele caracteristici:

- **putere utilă de 40 W, neuniformitate de ± 3 dB între 40 Hz și 15 000 Hz;**
- **dimensiunile aproximative: 400 × 305 × 180 mm;**
- **greutate netă: circa 16 kg.**

Alimentarea se face de la rețeaua de c. a. 50 Hz la tensiunile 110 V, 120 V și 220 V ± 5%-10%

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 3 (mai-iunie), p. 101—148

CUPRINS

CZ 621-501.14 :621-503.4

Cserveny, I. :

O variantă a metodei liniarizării armonice pentru studiul stabilităţii sistemelor automate neliniare (II).

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie, 1968 p. 101—106

Lucrarea se referă la o variantă a liniarizării armonice, comodă la aprecierea stabilităţii sistemelor neliniare.

CZ 621-503.55 :621.9 :681.325

Predoi, A. şi *Dragoş, D.* :

Elaborarea schemelor logice combinaţionale optimale pentru echipamentele numerice ale maşinilor-unelte şi elementele necesare acestor scheme.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 107—111

Se expun problemele teoretice şi practice care se pun la proiectarea schemelor combinaţionale pentru echipamentele de comandă numerică.

CZ 621,373.44 :16

Necula, N.N. :

Principalele probleme ale teoriei circuitelor logice cu prag.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 112—119

Se prezintă principalele probleme ale teoriei circuitelor logice cu prag şi se expun cele mai eficiente metode de sinteză a circuitelor logice cu prag, a schemelor logice realizate cu circuite cu prag şi a circuitelor logice multiprag.

CZ 621.374.3 :681.32/33

Cuperman, Vl. :

Determinarea frecvenţei de eşantionare în conversiunea analog-numerică pe baza erorilor de interpolare.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 120—123

Se arată criteriile cunoscute de determinare a frecvenţei de eşantionare în funcţie de erorile de interpolare şi se dezvoltă un criteriu original bazat pe interpolarea polinomială.

CZ 621.317.39 :621.317.75 :622.24

Dumitrescu, S. :

Dispozitive de investigare radiometrică a găurilor de sondă de mare adîncime.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 123—129

CZ 621-52/53 + 621.317.7.088.4

Gîrlaşu, Şt. M. :

Evaluarea performanţelor aparatelor de măsurare şi automatizare.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 130—132

CZ 621.793-53 :533.5

Spînulescu-Carnaru, I., Drăghici, I. şi *Stănescu, C.* :

Instalaţie complexă pentru depunerea straturilor subţiri în vid.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 132—136

CZ 681.332.6-2 :16 :537.311.33

Simonescu Marga :

Circuite de coincidenţă şi anticoincidenţă cu semiconductoare.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 136—139

CZ 644.1-53

Drăghici, N.N :

Automatizarea instalaţiilor de încălzire centrală.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, mai-iunie 1968, p. 139—144

ACTUALITĂŢI 144—146

RECENZII 146—147

DOCUMENTARE 147

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația: București, str. Ion Ghica, nr. 3, sectorul IV, telefon 13.84.16, Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România, sectorul I, București. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: 30 lei anual. Costul unui exemplar: 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 5234.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

40 549

SOMMAIRE

CD 621-501.14 :621-503.4

Cserveny, I. :

Une variante de la méthode de linéarisation harmonique pour l'étude de la stabilité des systèmes automatiques non-linéaires (II).

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1868, p. 101–106

L'article se rapporte à une variante de la linéarisation harmonique, variante commode pour apprécier la stabilité des systèmes non-linéaires.

CD 621-503.55 :621.9 :681.325

Predoi, A. et *Dragoş, D.* :

L'élaboration des schémas logiques à combinaisons optima pour les équipements numériques des machines-outils et les éléments nécessaires à ces schémas.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 107–111

On présente les problèmes théoriques et pratiques qui se posent lors de l'élaboration des projets de schémas à combinaisons optima pour les équipements de commande numérique.

CD 621.373.44 :16

Necula N. N. :

Les principaux problèmes de la théorie des circuits logiques à seuil.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 112–119

On présente les principaux problèmes de la théorie des circuits logiques à seuil et l'on expose les méthodes les plus efficientes de synthèse des circuits logiques à seuil, des schémas logiques réalisés à partir des circuits à seuil et des circuits logiques à multi-seuil.

CD 621.374.3 :681.32/33

Cuperman, Vl. :

La détermination de la fréquence d'échantillonnage dans la conversion analogique digitale numérique, basée sur les erreurs d'interpolation.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 120–123

On indique les critères connus pour la détermination de la fréquence d'échantillonnage, par rapport aux erreurs d'interpolation, et on développe un critère original basé sur l'interpolation polynômiale.

CD 621.317.39 :621.317.75 :622.24

Dumitrescu, S. :

Dispositifs d'investigation radiométrique des trous de sonde de grande profondeur.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 123–129

CD 621-52/53 + 621.317.7.088.4

Girlaşu, St. M. :

L'évaluation des performances des appareils de mesurage et d'automatisation.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 130–132

CD 621.793-53 :533.5

Spînulescu-Carnaru, I., Drăghici, I. et *Stănescu, C.* :

Installation complexe pour le dépôt des couches minces dans le vide.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai juin 1968, p. 132–136

CD 681.332.6–2 :16 :537.311.33

Simonescu Marga :

Circuits de coïncidence et anti-coïncidence à semiconducteurs.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 136–139

CD 644.1-53

Drăghici, N. N. :

L'automatisation des installations de chauffage central.

Automatica şi Electronica 12, no. 3, mai-juin 1968, p. 139–144

ACTUALITÉS 144–146

COMPTES RENDUS 146–147

DOCUMENTATION 147

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621-501.14 :621-503.4

Червени, И.:

Вариант метода гармонической линейности для изучения стабильности нелинейных автоматических систем (II).

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 101–106

В работе показан вариант гармонической линейности, удобный при оценке стабильности нелинейных систем.

ДК 621-503.55 :621.9 :681.325

Предой, А. и *Драгош, Д.:*

Разработка логических оптимальных комбинационных схем для числовой аппаратуры станков и элементы, необходимые для этих схем.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 107–111

Излагаются теоретические и практические проблемы возникающие при проектировании комбинационных схем для аппаратуры числового управления.

ДК 621.373,44 :16

Некула, Н. Н.:

Основные пробдемы теории догических контуров с порогом.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 112–119

Приводятся основные проблемы теории логических контуров с порогом и излагаются наиболее эффективные методы синтеза логических контуров с порогом, логических схем, осуществленных при помощи контуров с порогом и логических контуров с многими порогами.

ДК 621.374.3 :681.32/33

Куперман, Вл.:

Определение частоты временного квантования в аналого-числовом преобразовании на основе ошибок интерполяции.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 120–123

Показаны известные критерии определения частоты временного квантования в зависимости от ошибок интерполяции и излагается оригинальный критерий основанный на многочленной интерполяции.

ДК 621.317.39 :621.317.75 :622.24

Думитреску, С.:

Приспособдения радиометрических изысканий буровых глубинных скважин.

Automatica şi Electronica 12. nr. 3, май-июнь 1968, стр. 123–129

ДК 621-52/53+621.317.7.088.4

Гырлашу, Шт. М.:

Оценка работы измерительных и автоматизационных приборов .

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 130–132

ДК 621.793–53 :533,5

Спынулеску–Карнару, И., Дрэгичь., И. и *Стэнеску, К.:*

Комплексная установка для отложения тонкий слоев в вакууме.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 132–136

ДК 681.332.6–2 :16 :537.311.33

Симонеску Марга:

Полупроводниковые цепи совпадения и антисовпадения.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 136–139

ДК 644.1–53

Дрэгичь, Н. Н.:

Автоматизация установок центрадьного отопдения.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, май-июнь 1968, стр. 139–144

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 144–146

РЕЦЕНЗИИ 146–147

ДОКУМЕНТАЦИЯ 147

CONTENTS

DC 621-501.14 :621-503.4

Cserveny, I. :

A variant of the harmonic linearization method for studying the stability of non-linear automatic systems (II).

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 101–106

The author deals with a variant of the harmonic linearization, allowing to easily estimate the stability of non-linear systems.

DC 621-503.55 :621.9 :681.325

Predoi, A. and *Dragoş, D.* :

The working out of optimal combinational diagrams for the digital equipment of machine-tools and the elements required by these diagrams.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 107–111

Some theoretical and practical problems connected with the designing of combinational diagrams for digital control equipment are discussed.

DC 621.373.44 :16

Necula, N. N. :

The main problems of the theory of logical circuits with threshold.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 112–119

The main problems relating to the theory of logical circuits with threshold are presented and the description is given of the most effective synthesis methods of logical circuits with threshold, of logical diagrams achieved with threshold circuits as well as of multi-threshold logical circuits.

DC 621.374.3. :681.32/33

Cuperman, Vl. :

Determining the sampling frequency in the analogical-digital conversion on the basis of interpolation errors.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 120–123

After presenting the criteria commonly used for determining the sampling frequency as related to the interpolation errors, the author sets forth an original criterion based on polynomial interpolation.

DC 621.317.39 :621.317.75 :622.24

Dumitrescu, S. :

Radiometric investigation devices for deep bore holes.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 123–129

DC 621-52/53 + 621,317.7.088.4

Gîrlaşu, St. M. :

Estimating the performances of measuring and automation apparatus.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 130–132

DC 621.793-53 :533.5

Spînulescu-Carnaru, I., Drăghici, I. and *Stănescu, C.* :

A complex installation for the depositing of thin layers in vacuo.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May – June 1968, p. 132–136

DC 681.332.6-2 :16 :537.311.33

Simonescu Marga :

Coincidence and anticoincidence circuits with semiconductors.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 136–139

DC 644.1-53

Drăghici, N. N. :

The automation of central heating installations.

Automatica şi Electronica 12, nr. 3, May-June 1968, p. 139–144

NEWS 144–146

REVIEWS 146–147

DOCUMENTATION 147

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621-501.14 :621-503.4

Cserveny, I. :

Eine Variante zur Methode der harmonischen Linearität zum Studium der Stabilität der automatischen nichtlinearen Systeme (II).

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 101–106

Die Arberit behandelt eine Variante der harmonischen Linearität, welche die Schätzung der Stabilität nichtlinearer Systeme bequemer macht.

DK 621-503,55 :621.9 :681.325

Predoi, A. und *Dragoş, D.* :

Die Aufstellung der logischen kombinationellen optimalen Schemen für die nummerischen Ausrüstungen der Werkzeugmaschinen und die von diesen Schemen benötigten Elemente.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 107–111

Behandelt werden die theoretischen und praktischen Probleme, welche beim Entwurf der kombinationellen Schemen für die Ausrüstungen der nummerischen Steuerung auftreten.

DK 621.373.44 :16

Necula, N. N. :

Die Hauptprobleme der logischen Kreise mit Schwellen.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 112–119

Man behandelt die Hauptprobleme der Theorie der logischen Kreise mit Schwellen, wobei die günstigsten Synthesemethoden dieser Kreise, der mit diesen Kreisen und mit den Kreisen mit mehreren Schwellen erhaltenen logischen Schemen hervorgehoben werden.

DK 621.374.3 :681.32/33

Cuperman, Vl. :

Die Bestimmung der Musterfrequenz bei der analog-nummerischen Verwandlung auf Grund Interpolationsfehler.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 120–123

Gezeigt werden die bekannten Kriterien zur Bestimmung der Musterfrequenz in Abhängigkeit von den Interpolationsfehlern und entwickelt dabei ein neues auf die polinomielle Interpolierung begründetes Kriterium.

DK 621.317.39 :621.317.75 :622.24

Dumitrescu, S. :

Vorrichtungen zur radiometrischen Erfahrung der Sondenbohrlöcher grosser Tiefe.

Automatica şi Electronica 12, H. 3, Mai-Juni 1968, S. 123–129

DK 621-52/53 + 621.317.7.088.4

Girlaşu, St. M. :

Schätzung der Leistungsgrenzen bei Apparaten zum Messen und Automatisieren.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 130–132

DK 621.793-53 :533.5

Spinulescu-Carnaru, I., Drăghici, I. und *Stănescu, C.* :

Komplexe Einrichtung für das Niederschlagen dünner Schichten im Vakuum.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 132–136

DK 681.332.6–2 :16 :537.311.33

Simonescu Marga :

Koinzidenz– und Gegenkoinzidenzkreisen mit Halbleitern.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 136–139

DK 644.1-53

Drăghici, N. N. :

Die Automatisierung der Zentralheizungsanlagen.

Automatica şi Electronica 12, H.3, Mai-Juni 1968, S. 139–144

AKTUELLES 144–146

BUCHBESPRECHUNGEN 146–147

DOKUMENTATION 147

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XII (pag. 101–148) nr. 3, mai — iunie Bucureşti, 1968

Ing. I. CSERVENY

O variantă a metodei liniarizării armonice pentru studiul stabilităţii sistemelor automate neliniare (II)

4. Stabilitatea sistemelor automate cu un element neliniar cu histerezis

Se consideră sistemul automat din figura 12, avînd pe legătura directă un element neliniar cu histerezis şi un element liniar cu funcţia de transfer dată de relaţia :

$$L(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_0}, \; n \geqslant m. \quad (38)$$

Pentru elementul neliniar se cunoaşte caracteristica statică simetrică $y = f(x)$, în care $x = \varepsilon$. Mărimea de intrare în elementul neliniar este

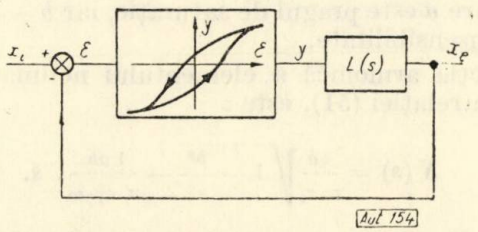


Fig. 12

eroarea ε. Conform celor arătate în capitolul 1, prin aplicarea liniarizării armonice elementul neliniar este complet caracterizat de funcţiile $S(A)$ şi $C(A)$, care se calculează în baza relaţiilor (9) şi (15). Relaţia liniarizată dintre mărimea de intrare $x = \varepsilon$, avînd amplitudinea $A = \varepsilon_1$, şi mărimea de ieşire a elementului neliniar este :

$$y = S(A) \cdot x + \frac{1}{w} \cdot C(A) \cdot \dot{x}, \quad (13)$$

în care ω este pulsaţia şi $\dot{x}$ este derivata mărimii de intrare în raport cu timpul. Aplicînd transformata Laplace, se obţine :

$$\mathfrak{L}[y] = S(A) \cdot X(s) + \frac{1}{w} \cdot C(A) \cdot s \cdot X(s) =$$

$$= \left[S(A) + \frac{C(A)}{w} \cdot s \right] X(s). \quad (50)$$

Definim funcţia armonică a elementului neliniar ca fiind raportul dintre mărimea de ieşire $\mathfrak{L}[y]$ şi mărimea de intrare $X(s)$, în domeniul operaţional. Acest raport se notează $N(s)$ şi are aceeaşi semnificaţie pentru un element neliniar ca şi funcţia de transfer pentru un element liniar. Funcţia armonică provine din teoria liniarizării armonice, are aplicaţii asemănătoare dar mai numeroase decît funcţia de descriere (după cum se va vedea în cele ce urmează) şi nu trebuie confundată cu funcţia de descriere. Calculul funcţiei armonice $N(s)$ se face în baza funcţiei sinusoidale $S(A)$ şi a funcţiei cosinusoidale $C(A)$ conform relaţiei :

$$N(s) = S(A) + \frac{C(A)}{w} \cdot s. \quad (51)$$

Funcţia $N(s)$ depinde atît de amplitudinea A, cît şi de pulsaţia ω a mărimii de intrare. Existenţa pulsaţiei ω în expresia funcţiei armonice nu prezintă un impediment în plus la analiza stabilităţii sistemelor conţinînd mai multe elemente neliniare, deoarece pulsaţia întregului sistem este aceeaşi.

În cazul elementelor neliniare fără histerezis (avînd caracteristica statică dată de o funcţie impară) avem evident $N(s) = S(A)$, care depinde numai de amplitudinea mărimii de intrare, deoarece $C(A) = 0$.

Reluînd cazul din figura 12, relaţia (13) se poate scrie sub forma :

$$y = S(\varepsilon_1) \cdot \varepsilon + \frac{1}{w} C(\varepsilon_1) \cdot \dot{\varepsilon}. \quad (52)$$

Elementul neliniar este caracterizat prin funcţia armonică :

$$N(s) = S(\varepsilon_1) + \frac{C(\varepsilon_1)}{w} \cdot s. \quad (53)$$

Prin aplicarea liniarizării armonice, funcţia de transfer a sistemului automat în circuit deschis devine :

$$Y(s) = N(s)\cdot L(s) = \left[S(\varepsilon_1) + \right.$$

$$\left. + \frac{C(\varepsilon_1)}{w}\cdot s\right]\cdot \frac{b_m s^m + \cdots + b_0}{a_n s^n + \cdots + a_0}. \qquad (54)$$

Ecuaţia caracteristică utilizată la studiul stabilităţii absolute este :

$$1 + Y(s) = 1 + N(\varepsilon_1)\cdot L(s) = 0,$$

deci, ţinînd cont de (54), se obţine :

$$a_n\cdot s^n + \cdots + a_0 + \left[S(\varepsilon_1) + \right.$$

$$\left. + \frac{C(\varepsilon_1)}{w}\cdot s\right](b_m s^m + \cdots + b_0) = 0. \qquad (55)$$

Ordonînd termenii ecuaţiei caracteristice după puterile lui s, rezultă :

$$c_n\cdot s^n + \cdots + c_{m+1}\cdot s^{m+1} +$$

$$+ c_m\cdot s^m + \cdots + c_1\cdot s + c_0 = 0. \qquad (56)$$

Coeficienţii $c_{m+2}\cdots c_n$ satisfac relaţia $c_i = a_i$ şi nu depind de ε_1 sau w.

Coeficientul c_{m+1} este dat de relaţia :

$$c_{m+1} = \frac{b_m\cdot C(\varepsilon_1)}{w} + a_{m+1}. \qquad (57.1)$$

Coeficienţii $c_1\cdots c_m$ sînt daţi de relaţia :

$$c_i = b_i\cdot S(\varepsilon_1) + b_{i-1}\cdot\frac{C(\varepsilon_1)}{w} + a_i. \qquad (57.2)$$

Coeficientul c_0 are valoarea :

$$c_0 = b_0\cdot S(\varepsilon_1) + a_0. \qquad (57.3)$$

Deoarece o parte din coeficienţi depind de ε_1 şi ω, rezultă că stabilitatea trebuie cercetată atît în raport cu amplitudinea erorii, cît şi în raport cu pulsaţia sistemului automat.

Condiţia de stabilitate absolută, după criteriul Hurwitz, impune ca toţi minorii principali ΔH_j ai determinantului ΔH dat de relaţia :

$$\Delta H = \begin{vmatrix} c_{n-1} & c_{n-3}\cdots \\ c_n & c_{n-2}\cdots \\ 0 & \\ \vdots & \\ 0 & \cdots\cdots\cdots c_0 \end{vmatrix} \qquad (42)$$

să satisfacă condiţiile :

$$\Delta H_j = f_j(\varepsilon_1, \omega) \geqslant 0, \qquad (58)$$

în cazul cînd ecuaţia caracteristică este astfel scrisă încît $c_n > 0$. Fiecare minor este funcţie numai de ε_1 şi w, deoarece toate mărimile provenite din partea liniară a sistemului automat sînt cunoscute.

În baza condiţiilor (58) se verifică stabilitatea pentru amplitudine şi pulsaţie date sau se calculează limitele admisibile de variaţie a amplitudinii pentru o pulsaţie dată sau a pulsaţiei pentru o amplitudine dată. Din condiţiile limită se pot determina perechile de valori pentru amplitudinea critică şi pulsaţia de pompaj corespunzătoare oscilaţiilor autoîntreţinute.

Exemplu

Să se studieze condiţiile de stabilitate pentru sistemul automat din figura 13.

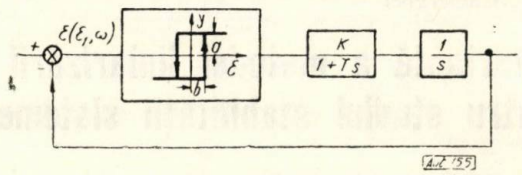


Fig. 13

Funcţia de transfer a părţii liniare este :

$$L(s) = \frac{K}{s(1 + T\cdot s)},$$

iar pentru elementul neliniar se cunoaşte funcţia sinusoidală şi cea cosinusoidală :

$$S(\varepsilon_1) = \frac{4a}{\pi\cdot\varepsilon_1}\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}} \quad \text{şi} \quad C(\varepsilon_1) = -\frac{4ab}{\pi\cdot\varepsilon_1^2},$$

în care a este pragul de saturaţie, iar b — pragul de insensibilitate.

Funcţia armonică a elementului neliniar, conform relaţiei (51), este :

$$N(s) = \frac{4a}{\pi\cdot\varepsilon_1}\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}} - \frac{4ab}{\pi\cdot\varepsilon_1^2\cdot\omega}\cdot s.$$

Funcţia de transfer în circuit deschis este :

$$Y(s) = \left[\frac{4a}{\pi\cdot\varepsilon_1}\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}} - \frac{4abs}{\pi\cdot\varepsilon_1^2\cdot\omega}\right]\cdot\frac{k}{s(1 + T\cdot s)}.$$

Calculînd ecuaţia caracteristică $1 + Y(s) = (0)$ şi ordonînd termenii după puterile lui s, rezultă :

$$Ts^2 + \left(1 + \frac{4abk}{\pi\cdot\varepsilon_1^2\cdot\omega}\right)\cdot s + \frac{4ak}{\pi\cdot\varepsilon_1}\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}} = 0.$$

În baza criteriului Hurwitz, cei trei coeficienţi trebuie să fie pozitivi :

$$c_2 = T > 0;$$

$$c_1 = 1 + \frac{4abk}{\pi\cdot\varepsilon_1^2\cdot\omega} > 0;$$

$$c_0 = \frac{4ak}{\pi\cdot\varepsilon_1}\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}} > 0.$$

Prima condiţie este evident satisfăcută. În continuare, introducînd valorile numerice $a = 2$, $b = 1$ şi $k = 3$, condiţiile de mai sus devin :

$$1 + \frac{7{,}65}{\varepsilon_1^2 \omega} > 0 \quad \text{şi} \quad \frac{7{,}65}{\varepsilon_1} \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_1^2}} > 0.$$

Ţinînd cont că ω şi $\varepsilon_1^2 \cdot \omega$ sînt mărimi pozitive, rezultă că pentru asigurarea stabilităţii absolute este suficient să fie satisfăcută condiţia :

$$7{,}65 \sqrt{\varepsilon_1^2 - 1} > \varepsilon_1^2,$$

ceea ce înseamnă că, în cazul dat, condiţiile de stabilitate depind numai de amplitudinea erorii. Sistemul este stabil pentru :

$$1{,}19 < \varepsilon < 6{,}46.$$

★

Problema stabilităţii sistemului automat conţinînd un element neliniar cu histerezis poate fi abordată de asemenea pornindu-se de la ecuaţiile diferenţiale de funcţionare, scrise sub formă canonică :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + \ldots\ldots + a_{1n} x_n \\ \vdots \\ \dot{x}_n = a_{n1} x_1 + a_{n2} x_2 + \ldots\ldots + a_{nn} x_n \end{cases} \tag{45}$$

Ecuaţia caracteristică este :

$$\Delta_c(s) = \begin{vmatrix} a_{11} - s \ldots\ldots\ldots a_{1n} \\ \vdots \\ a_{n1} \ldots\ldots\ldots a_{nn} - s \end{vmatrix} \tag{46}$$

Din cauza existenţei elementului neliniar caracterizat prin funcţia armonică $N(s)$, dată de relaţia (51), o parte din coeficienţi vor depinde de $S(A)$, $C(A)$ şi ω. Dacă mărimea de intrare în elementul neliniar este x_i, iar mărimea de ieşire din acest element este x_j, atunci coeficienţii a_{ij} şi a_{ji} devin funcţii neliniare ; în expresia lor intervine A, ω şi s. Ca urmare, în ecuaţia caracteristică apar funcţiile $S(A)$, $C(A)$ şi pulsaţia ω :

$$\Delta_c(s) = f[S(A), C(A), \omega, a_{11} \ldots\ldots a_{nn}]. \tag{59}$$

Ordonînd termenii ecuaţiei caracteristice după puterile lui s, rezultă :

$$\Delta_c(s) = c_n s^n + \ldots\ldots + c_0, \tag{60}$$

în care o parte din coeficienţii c depind de A şi ω.

În continuare, studiul stabilităţii se face pornindu-se de la determinantul Hurwitz ΔH şi minorii săi principali ΔH_j, aşa cum s-a analizat mai sus.

5. Interpretarea geometrică a condiţiilor de stabilitate

Analiza stabilităţii sistemelor automate cu un element neliniar oarecare, în baza metodei liniarizării armonice şi a criteriului Hurwitz, se reduce la studiul inegalităţilor date de cele n condiţii (58) referitor la minorii principali ai determinantului ΔH :

$$\Delta H_j = f_j(\varepsilon_1, \omega) \geqslant 0. \tag{58}$$

Egalitatea corespunde numai cazului limită de stabilitate.

Considerăm util ca în continuare să se urmeze o cale de cercetare care nu este indicată în literatura de specialitate. Pentru fiecare minor al determinantului ΔH se determină în planul amplitudine-pulsaţie (fig.14), mulţimea punctelor pentru care este satisfăcută condiţia (58).

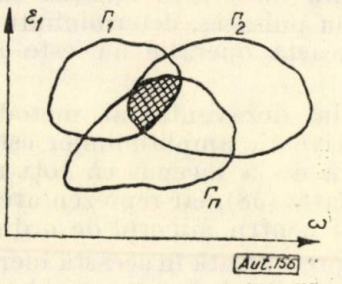


Fig. 14

În planul considerat în abscisă se reprezintă pulsaţia, iar în ordonată, amplitudinea primei armonici a erorii. Acest plan diferă de planul „db-log" utilizat în analiza sistemelor automate liniare prin aceea că nu se adoptă reprezentarea în scară logaritmică, iar amplitudinea nu se referă la modulul funcţiei de transfer în circuit deschis ci la eroarea sistemului automat neliniar în circuit închis.

În planul amplitudine-pulsaţie curba $f_j(\varepsilon_1, \omega) = 0$ poate fi un contur închis Γ_j, ale cărui puncte corespund cazului limită de stabilitate, adică fenomenului de pompaj. Considerăm că mulţimea punctelor care satisfac condiţia (58) se găseşte în interiorul conturului Γ_j. Acest contur nu trebuie să fie neapărat închis ; punctele care satisfac condiţia (58) se pot situa de o parte sau de alta a unei frontiere Γ_j.

Pentru analiza stabilităţii este necesară trasarea în planul amplitudine-pulsaţie a tuturor celor n contururi Γ_j. Partea comună a celor n contururi Γ_j, adică porţiunea haşurată din figura 14, reprezintă mulţimea perechilor de valori (ε_1, ω) pentru care sistemul automat este stabil. Punctele situate pe frontiera conturului haşurat reprezintă regimurile limită de stabilitate. Dacă nu există o zonă comună pentru toate contururile închise Γ_j sau frontierele deschise Γ_j, adică dacă nu există zona haşurată din figura 14, atunci sistemul automat neliniar este absolut instabil.

Pentru reprezentarea grafică a condiţiilor impuse de minorii determinantului Hurwitz sînt indicate în literatura de specialitate mai multe metode, dintre care cea mai semnificativă este metoda lui Magnus [11], cunoscută şi sub denu-

mirea de metoda curbelor reprezentative ale amplitudinilor [8]. Celelalte metode sînt aplicabile numai la cazuri particulare.

Conform metodei lui Magnus, determinarea zonelor stabile şi instabile se face în planul a două mărimi oarecare ale sistemului automat (de exemplu, o constantă de timp şi o constantă de amplificare), cînd amplitudinea mărimii de intrare în elementul neliniar variază de la 0 la ∞. În locul funcţiei $C(A)$, în metoda lui Magnus se obţine o funcţie care depinde şi de pulsaţia sistemului, ceea ce înseamnă că, înainte de trasarea curbelor reprezentative ale amplitudinilor, este necesară rezolvarea ecuaţiei caracteristice în raport cu pulsaţia, determinîndu-se pulsaţia critică. Această operaţie nu este întotdeauna posibilă.

Principalul dezavantaj al metodei curbelor reprezentative ale amplitudinilor este faptul că se consideră de la început că toţi minorii ΔH_j satisfac relaţia (58), iar reprezentarea grafică se face numai pentru minorul de ordinul $n-1$.

Metoda preconizată în această lucrare permite aplicarea simultană a tuturor celor n condiţii, rezultatele obţinute fiind condiţii necesare şi suficiente pentru asigurarea stabilităţii absolute. Determinarea mulţimii punctelor pentru care sînt satisfăcute condiţiile de stabilitate absolută (58) este o operaţie complicată pentru sisteme de ordin superior, deoarece funcţiile $f_j(\varepsilon_1, \omega)$ nu sînt liniare. Problema este însă uşor rezolvabilă pentru sisteme avînd partea liniară de ordinul unu sau doi.

O idee interesantă, pe care nu o analizăm în prezenta lucrare, este cercetarea stabilităţii prin interpretarea grafică a condiţiilor (58) într-un plan avînd pe abscisă $S(\varepsilon_1)$, iar pe ordonată $C(\varepsilon_1)$, pentru diferite valori ale pulsaţiei.

6. Aplicarea metodei locului rădăcinilor

Metoda clasică a locului rădăcinilor poate fi extinsă, cu ajutorul liniarizării armonice, la studiul stabilităţii sistemelor automate conţinînd un element neliniar şi cu scopul determinării performanţelor (factor de amortizare, pulsaţie proprie etc.). Limitele de stabilitate absolută sau relativă se determină în raport cu un singur parametru oarecare al sistemului automat.

În majoritatea cazurilor, stabilitatea se cercetează în raport cu constanta de amplificare k a părţii liniare, care poate lua toate valorile reale de la 0 la $+\infty$. În cazul sistemelor neliniare este însă mai interesant să se cerceteze stabilitatea în raport cu variaţia amplitudinii mărimii de intrare în elementul neliniar.

6.1. Cazul sistemului automat conţinînd un element neliniar fără histerezis

Se consideră sistemul automat din figura 15, în care elementul neliniar este caracterizat prin funcţia sinusoidală $S(\varepsilon_1)$, iar elementul liniar, prin funcţia de transfer :

$$L(s) = k \cdot G(s) = k \cdot \frac{b_m s^m + \ldots\ldots + b_0}{a_n s^n + \ldots\ldots + a_0}. \quad (61)$$

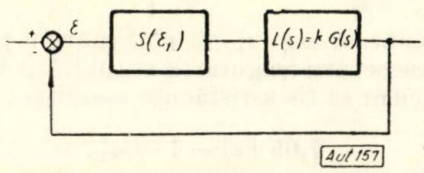


Fig. 15

Ecuaţia caracteristică este :

$$1 + S(\varepsilon_1) \cdot k \cdot G(s) = 0. \quad (62)$$

Dacă interesează locul geometric al celor n rădăcini ale acestei ecuaţii în cazul cînd k variază de la 0 la $+\infty$, pentru ε_1 dat (ε_1 fiind amplitudinea semnalului sinusoidal de eroare), atunci se folosesc regulile obişnuite de trasare a celor n ramuri ale locului rădăcinilor. Rezultatul este însă puţin semnificativ deoarece este valabil numai pentru o anumită valoare a amplitudinii semnalului sinusoidal de eroare. Pentru mai multe valori ale lui ε_1 se obţin familii de locuri ale rădăcinilor; determinarea acestora cere un volum mare de calcule.

Cercetăm în continuare modul de trasare a locului rădăcinilor ecuaţiei caracteristice în raport cu ε_1, adică atunci cînd amplitudinea semnalului sinusoidal de eroare variază de la 0 la $+\infty$.

Ecuaţia caracteristică (62), cu ordonarea termenilor după puterile lui s, devine :

$$c_n s^n + \ldots\ldots + c_{m+1} s^{m+1} + c_m(\varepsilon_1) s^m + \ldots\ldots + c_0(\varepsilon_1) = 0. \quad (63)$$

Coeficienţii de ordinul m şi mai mic depind de ε_1. Trasarea locului rădăcinilor ecuaţiei caracteristice se face pentru k dat şi pentru ε_1 variind între 0 şi $+\infty$. Nu se pot aplica regulile clasice de trasare deoarece ecuaţia (62) nu corespunde formei clasice, avînd în vedere că nu se cercetează variaţia lui $S(\varepsilon_1)$ ci a lui ε_1. Asupra acestei probleme vom reveni mai jos.

Dînd valori lui ε_1, se obţin ramurile locului rădăcinilor. Aceste ramuri se etalonează în valori ale lui ε_1, iar limitele admisibile de variaţie a lui ε_1 se determină după cum urmează (fig. 16). Ca exemplu se consideră un sistem de ordinul 3 care are 3 asimptote decalate cu $2\pi/3$.

Cazul 1 (fig. 16, 1). Se impune condiţia de stabilitate absolută ca rădăcinile ecuaţiei caracteristice să rămînă în semiplanul stîng. Zona interzisă este semiplanul drept, iar condiţia de stabilitate este $\varepsilon_1 < \varepsilon_a$, în cazul cînd sensul de pe locul rădăcinilor este cel din figură. La limită, pentru $\varepsilon_1 = \varepsilon_a$ rezultă oscilaţii autoîntreţinute caracterizate prin amplitudinea ε_a a semnalului sinusoidal de eroare şi pulsaţia ω_p.

Cazul 2 (fig. 16, 2). Se impune condiţia de stabilitate relativă astfel încît mărimea de ieşire sau eroarea să se amortizeze mai repede decît e^{-at}, adică factorul de amortizare să fie mai mare, în valoare absolută, decît a. Zona interzisă include şi o parte din semiplanul stîng, reprezentată

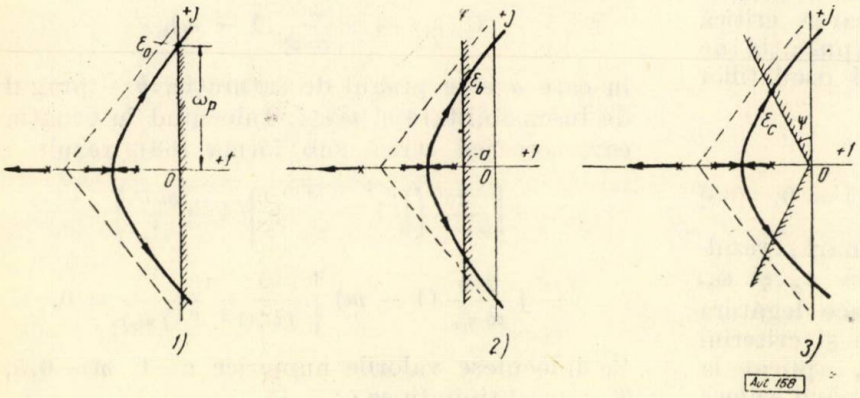


Fig. 16

Din această analiză rezultă că metoda locului rădăcinilor poate fi aplicată în trei variante, şi anume :

— trasarea locului rădăcinilor în raport cu constanta k pentru ε_1 dat sau a unor familii de locuri ale rădăcinilor pentru mai multe valori ale lui ε_1. Concluziile obţinute nu sînt semnificative în ceea ce priveşte influenţa elementului neliniar asupra condiţiilor de stabilitate ;

— trasarea locului rădăcinilor în raport cu ε_1, toate mărimile ce caracterizează partea liniară fiind constante şi cunoscute. Metoda are dezavantajul de a nu se putea aplica regulile de trasare cunoscute de la sistemele liniare ;

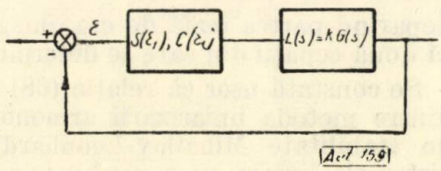


Fig. 17

— trasarea locului rădăcinilor în raport cu $S(\varepsilon_1)$ şi recalcularea valorilor admisibile ale lui ε_1. Este metoda cea mai bună deoarece rezultatele se referă direct la elementul neliniar, iar regulile de trasare sînt cele de la sistemele liniare.

Metoda locului rădăcinilor, în special în ultima variantă, poate fi utilizată nu numai la studiul stabilităţii ci şi la sinteza sistemelor automate conţinînd un singur element neliniar, dacă se impun anumite condiţii cu privire la regimurile tranzitorii. Rezultă astfel un nou domeniu de aplicaţie a metodei liniarizării armonice, combinată cu metoda locului rădăcinilor.

prin porţiunea cuprinsă între axa imaginară şi o dreaptă paralelă cu această axă, trecînd prin punctul — a. Condiţia de stabilitate relativă este $\varepsilon_1 < \varepsilon_b$.

Cazul 3 (fig. 16, 3). Se impune condiţia de stabilitate relativă astfel încît factorul de amortizare să nu fie mai mic decît valoarea $\xi = \sin \psi$; înseamnă că din semiplanul stîng se elimină zona haşurată şi rezultă condiţia de stabilitate $\varepsilon_1 < \varepsilon_c$.

Condiţiile de la cazurile 2 şi 3 pot fi impuse simultan.

O a treia variantă de aplicare a metodei locului rădăcinilor constă în trasarea ramurilor reprezentînd cele n rădăcini ale ecuaţiei caracteristice nu în raport cu ε_1 ci în raport cu $S(\varepsilon_1)$, cunoscîndu-se valoarea factorului de amplificare k. Ecuaţia caracteristică este de forma :

$$1 + S(\varepsilon_1) \cdot L(s) = 0, \qquad (64)$$

adică o formă clasică care permite trasarea locului rădăcinilor în raport cu $S(\varepsilon_1)$, cînd funcţia sinusoidală variază de la 0 la $+\infty$. Principalul avantaj al acestei metode constă în faptul că se pot aplica toate regulile de trasare, conform celor cunoscute de la sistemele automate liniare.

Aplicînd condiţiile de stabilitate relativă sau absolută conform figurii 16 şi conform celor trei cazuri analizate mai sus, rezultă în final o condiţie de forma :

$$S_{min}(\varepsilon_1) < S(\varepsilon_1) < S_{max}(\varepsilon_1). \qquad (65)$$

Cunoscînd expresia lui $S(\varepsilon_1)$ pentru elementul neliniar dat şi impunînd condiţia (65), rezultă limitele admisibile de variaţie a lui ε_1.

★

6.2. Cazul sistemului automat conţinînd un element neliniar cu histerezis. Fenomenul de pompaj

Se consideră sistemul automat din figura 17, în care elementul neliniar este caracterizat prin funcţiile $S(\varepsilon_1)$, $C(\varepsilon_1)$, cu ajutorul cărora se calculează funcţia armonică $N(s)$ conform relaţiei (51). Elementul liniar are funcţia de transfer $L(s) = k \cdot G(s)$, în care $G(s)$ este dat de relaţia (61). Ecuaţia caracteristică este :

$$1 + N(s) \cdot kG(s) = 0, \qquad (66)$$

ceea ce se poate scrie sub forma :

$$1 + \left[S(\varepsilon_1) + \frac{C(\varepsilon_1)}{\omega} \cdot s\right] \cdot kG(s) = 0. \qquad (67)$$

Nu se poate trasa locul rădăcinilor nici în raport cu k nici în raport cu ε_1, deoarece în expresia ecuaţiei caracteristice intervine pulsaţia

ω a sistemului, care este o mărime necunoscută. În acest caz se poate cerceta stabilitatea în planul (ε_1, ω) conform celor arătate în capitolul 4 sau se calculează numai valoarea critică a amplitudinii semnalului sinusoidal de eroare şi pulsaţia corespunzătoare fenomenului de pompaj, asemănător cu procedeul folosit la metoda funcţiei de descriere. Pentru aceasta, în ecuaţia (67) se înlocuieşte s cu $j\omega$, ε_1 cu ε_{cr} (valoarea critică a amplitudinii erorii) şi ω cu ω_p (pulsaţia de pompaj, corespunzătoare existenţei oscilaţiilor autoîntreţinute).

Rezultă :

$$1 + [S(\varepsilon_{cr}) + jC(\varepsilon_{cr})] \cdot k \cdot G(j\omega_p) = 0. \quad (68)$$

Separînd partea reală de cea imaginară, rezultă două ecuaţii din care se determină ε_{cr} şi ω_p.

Se constată uşor că relaţia (68) face legătura dintre metoda liniarizării armonice şi criteriul de stabilitate Mihailov-Leonhardt, aplicat la sistemele liniare cu scopul determinării valorii critice a parametrului în raport cu care se cercetează stabilitatea şi se determină pulsaţia de pompaj.

Evident, studiul fenomenului de pompaj se poate face şi în cazul cînd elementul neliniar nu are histerezis. Pentru aceasta în ecuaţia (68) se consideră $C(\varepsilon_{cr}) = 0$, rezultînd :

$$1 + S(\varepsilon_{cr}) \cdot k \cdot G(j\omega_p) = 0. \quad (69)$$

Rezultă, în planul complex, două ecuaţii din care se determină amplitudinea critică a erorii ε_{cr} şi pulsaţia de pompaj ω_p .

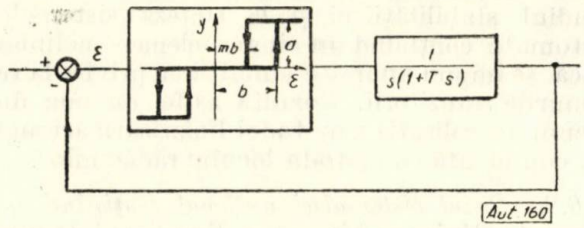


Fig. 18

Exemplu

Să se determine amplitudinea critică a erorii ε_{cr} şi pulsaţia de pompaj ω_p pentru sistemul automat din figura 18.

Funcţia de transfer a părţii liniare este :

$$L(s) = \frac{1}{s(1 + T \cdot s)},$$

iar pentru elementul neliniar se cunoaşte funcţia sinusoidală :

$$S(\varepsilon_1) = \frac{2a}{\pi \cdot \varepsilon_1}\left(\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_1^2}} + \sqrt{1 - \frac{m^2 b^2}{\varepsilon_1^2}}\right)$$

şi cea cosinusoidală :

$$C(\varepsilon_1) = -\frac{2ab}{\pi \cdot \varepsilon_1^2}(1 - m),$$

în care a este pragul de saturaţie, b — pragul de insensibilitate şi $m<1$. Înlocuind în ecuaţia caracteristică scrisă sub forma (68), rezultă :

$$1 + \left[\frac{2a}{\pi \cdot \varepsilon_{cr}}\left(\sqrt{1 - \frac{b^2}{\varepsilon_{cr}^2}} + \sqrt{1 - \frac{m^2 b^2}{\varepsilon_{cr}^2}}\right) - j\,\frac{2ab}{\pi \cdot \varepsilon_{cr}^2}(1 - m)\right] \cdot \frac{1}{j\omega_p(1 + T \cdot j\omega_p)} = 0.$$

Se înlocuiesc valorile numerice $a=1$, $m=0{,}5$, $T = 2$, obţinîndu-se :

$$1 + \frac{2}{\pi \cdot \varepsilon_{cr}^2}[\sqrt{\varepsilon_{cr}^2 - 4} + \sqrt{\varepsilon_{cr}^2 - 1} - 2j] \cdot \frac{1}{j\omega_p(1 + Tj\omega_p)} = 0.$$

Separînd partea reală de cea imaginară, rezultă cele două ecuaţii :

$$\begin{cases} \sqrt{\varepsilon_{cr}^2 - 4} + \sqrt{\varepsilon_{cr}^2 - 1} - \pi \cdot \varepsilon_{cr}^2 \omega_p^2 = 0 \\ \pi \cdot \varepsilon_{cr}^2 \omega_p - 4 = 0 \end{cases}$$

Prin rezolvarea acestui sistem de ecuaţii rezultă valorile lui ω_p şi ε_{cr}.

BIBLIOGRAFIE

[8] Krineţkii, I. I. *Calculul sistemelor automate neliniare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[9] Lefschetz, S. *Stability of nonlinear control systems.* New York-London, Academic Press, 1965.

[10] Naumov, B. N. şi Ţipkin, I. Z. *Criterii frecvenţiale de stabilitate absolută a proceselor în sistemele neliniare de comandă automată.* În: Avtomatika i telemehanika, nr. 6, 1964.

[11]. Magnus, K. *Über ein Verfahren zur Untersuchung nichtlinearer Schwingungs und Regelungs-Systeme.* Düsseldorf, VDI-Verlag, 1955.

[12] Cunningham, W. J. *Introduction to nonlinear analysis.* New-York, McGraw-Hill, 1958.

[13] Krîlov, N. şi Bogoliubov, N. *Dynamik automatischer Regelsysteme.* Berlin, Akademie Verlag, 1958.

[14] Kochenburger, R. *Frequency response method for analysis of a relay servo-mecanism.* În: Trans. AIEE, vol. 69,1950.

Ing. A. PREDOI şi ing. D. DRAGOŞ

Elaborarea schemelor logice combinaţionale optimale pentru echipamentele numerice ale maşinilor-unelte şi elementele necesare acestor scheme

În cele ce urmează se vor prezenta căile sintezei optime a circuitelor din schemele sau blocurile logice combinaţionale, care compun echipamentele numerice de conducere a maşinilor-unelte, utilizînd elemente de comutaţie de diferite forme şi principii constructive. În prealabil se va arăta poziţia sau locul comenzii numerice şi al schemelor combinaţionale în cadrul comenzilor şi schemelor în general.

Generalităţi

Echipamentul de comandă numerică, aplicată special la maşini-unelte, permite utilizarea datelor numerice, adică a dimensiunilor definite în prealabil prin numere, pentru comanda mişcărilor relative între scula şi piesa de pe maşină. Ideea comenzii numerice a apărut pentru prima dată în S. U. A. în 1949—1950 [1], [2], [3], [4].

— electronice (cu semiconductoare discrete-transistoare, diode etc.; microcircuite integrate [5]);

— pneumatice [10];

— pneumonice — fluidic devices (cu amplificatoare cu interacţiune de jet, cu amplificatoare de turbulenţă şi cu amplificatoare de jet focalizat) [8], [10];

— hidraulice [6], [7].

Comanda numerică este o modalitate de comandă şi reglare structural deosebită de comenzile mecanice, electrice, hidraulice, pneumatice, care sub aceste denumiri definesc mişcări ale organelor maşinii prin mijloace acţionate de energiile de natura celor enumerate.

Schemele sau blocurile logice ale echipamentelor pentru conducerea numerică au la bază circuite logice cu elemente combinaţionale şi

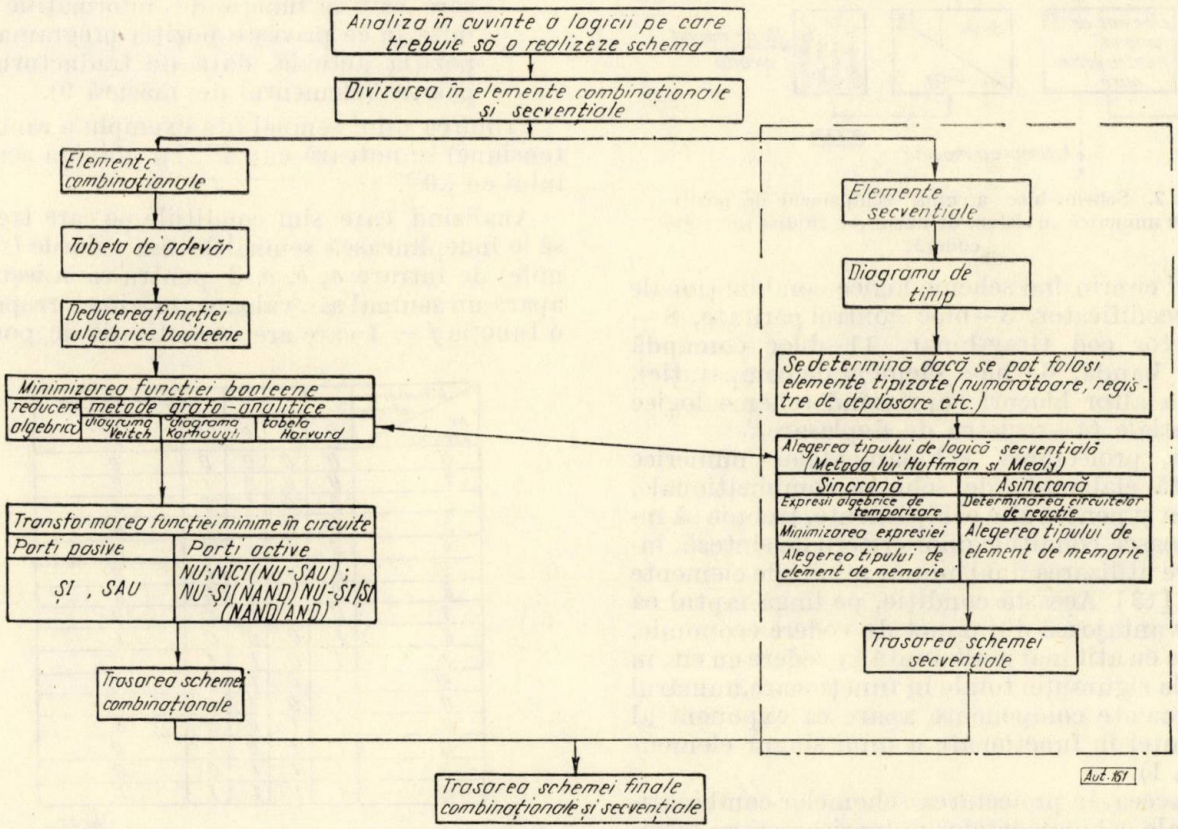


Fig. 1. Clasificarea, succesiunea etapelor de întocmire şi elementele logice componente ale schemelor combinaţionale şi secvenţiale. (Problemele privind schemele cu elemente secvenţiale nu formează obiectul articolului.)

Comanda numerică poate fi realizată cu următoarele tipuri de elemente de comutaţie:

— electrice (relee intermediare, microrelee, relee cu lamele — Reed relais);

secvenţiale în structura cărora intră porţi logice, elemente de memorie, elemente de temporizare etc., aşa cum rezultă din figura 1. Această figură redă [10] o clasificare, împreună cu succe-

siunea de etape şi elemente componente, pentru elaborarea celor două tipuri de scheme, cu caracteristicile aferente [10], [11], [12].

Din examinarea schemei-bloc, reprezentată în figura 2, se observă prezenţa în structura funcţională a echipamentelor numerice atît a unor

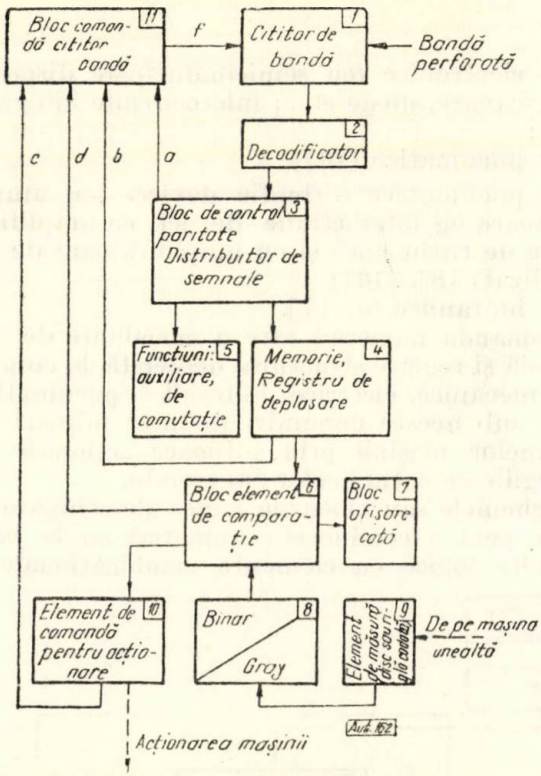


Fig. 2. Schema-bloc a unui echipament de poziţionare numerică cu sistem de măsurare cu disc sau riglă codată.

blocuri cuprinzînd scheme logice combinaţionale (2—decodificator, 3—bloc control paritate, 8—convertor cod Gray-binar, 11—bloc comandă cititor bandă, 6—bloc element de comparaţie), cît şi a altor blocuri cuprinzînd scheme logice secvenţiale (4—registru de deplasare).

Deci, proiectarea echipamentelor numerice necesită elaborarea de scheme combinaţionale, care, ca şi pentru alte echipamente, trebuie să îndeplinească condiţiile unor criterii de sinteză, între care utilizarea unui număr minim de elemente logice [13]. Această condiţie, pe lîngă faptul că este avantajoasă din punct de vedere economic, trebuie cu atît mai mult avută în vedere cu cît, în formula siguranţei totale în funcţionare, numărul de elemente componente apare ca exponent al siguranţei în funcţionare a unui singur element (anexa 1).

De aceea, în proiectarea schemelor combinaţionale ale echipamentelor numerice pentru maşini-unelte trebuie evitată metoda încercărilor bazate pe rutină şi trebuie folosite metode de sinteză optimă, care conduc la minimizarea numărului de elemente componente, respectiv metoda algebrică [14], metoda Quine, diagrama Veitch, tabelele Karnaugh sau Harvard [10].

Exemple ilustrative

Pornind de la schema-bloc din figura 2, se vor prezenta două exemple de elaborare a schemelor pentru blocul de comandă a cititorului de bandă şi pentru convertorul de cod Gray-binar.

1. *Schema blocului de comandă a cititorului de bandă perforată*

Începerea operaţiei de citire a informaţiilor înmagazinate pe banda perforată este funcţie de un semnal f primit de la blocul de comandă 11 (schema din figura 2). Semnalul însă este dat de către acest bloc numai dacă sînt îndeplinite anumite condiţii, adică dacă apar următoarele semnale (valori sau mărimi de intrare — prima etapă din figura 1: elementele combinaţionale):

a) control de paritate, deci corectitudine program;
b) cînd caracterul de sfîrşit de bloc din suportul program a ajuns în ultima locaţie a registrului de deplasare;
c) confirmarea stării organelor mobile ale maşinii, dacă masa este blocată sau nu;
d) semnal de la elementul de comparaţie, care este în funcţie de informaţiile primite în ce priveşte poziţia programată şi poziţia actuală, dată de traductorul de poziţie (elementul de măsură 9).

Primirea unui semnal (de exemplu o anumită tensiune) se notează cu „1", iar absenţa semnalului cu „0".

Analizînd care sînt condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească semnalele sau valorile (mărimile) de intrare a, b, c, d pentru ca la ieşire să apară un semnal sau valoare (mărime), respectiv o funcţie $f = 1$ care are semnificaţia de pornire

Mărimea de intrare / Nr. zecimal	a	b	c	d	Mărimea de ieşire, f
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	0
8	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	1
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	1

Fig. 3. Tabela de adevăr pentru patru mărimi de intrare a, b, c, d şi una de ieşire f.

a cititorului sau $f = 0$ cu semnificaţia de oprire, se obţine a doua etapă din figura 1, tabela de adevăr, reprezentată în figura 3.

După tabela de adevăr (fig. 3) se poate trece la a treia etapă din figura 1, adică la deducerea funcției algebrice booleene care caracterizează modul de funcționare logică al blocului de comandă a cititorului de bandă și care se obține scriind suma logică a produselor mărimilor de intrare corespunzătoare mărimilor de ieșire avînd valoarea „1", respectiv :

$$f = a\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup a\bar{b}\bar{c}d \cup a\bar{b}c\bar{d} \cup a\bar{b}cd \cup abcd. \quad (1)$$

Funcția logică (1) poate fi simplificată sau minimizată prin eliminarea termenilor sau valorilor de prisos, fie prin metoda algebrică, ținînd seamă de teoremele și postulatele algebrei booleene [10], [11], [14], fie aplicînd diagrama Veitch [10], [13], [14].

Deci, pe cale algebrică, minimizarea funcției logice (1) rezultă după cum urmează :

$$f = a\,\bar{b}\,\bar{c}\,(\bar{d} \cup d) \cup a\,\bar{b}\,c\,(\bar{d} \cup d) \cup abcd =$$

$$= a\bar{b}\,(\bar{c} \cup c) \cup abcd.$$

În final se ajunge la expresia :

$$f = a(\bar{b} \cup cd). \quad (2)$$

Materializarea schemei blocului de comandă pentru cititorul de bandă exprimată prin relația (1) rezultă din figura 4, în care este redată varianta cu relee cu contacte *a*) și varianta realizată

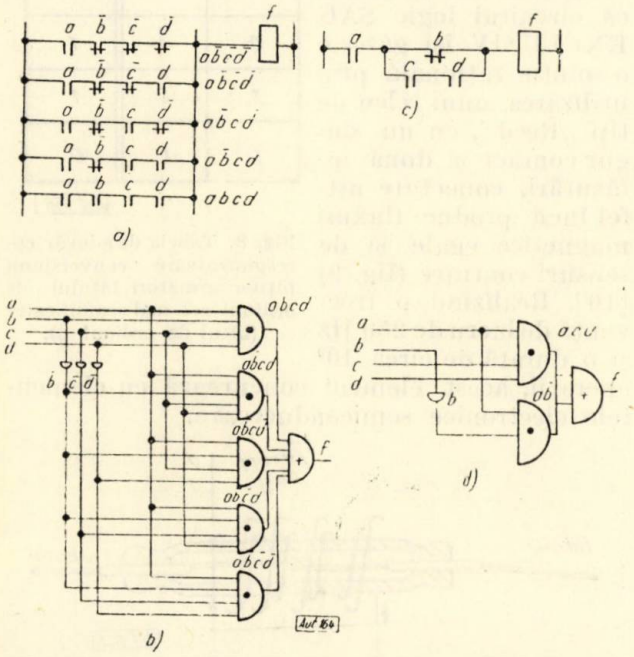


Fig. 4. Schema blocului de comandă a cititorului de bandă :
– după relația logică (1) în *a*), realizată prin relee cu contacte, iar în *b*), realizată prin porți logice (NU, SAU, ȘI) cu elemente de comutație statică;
– după relația logică minimizată în *c*), prin relee cu contacte, iar în *d*), prin elemente de comutație statică.

prin porți logice (NU, SAU, ȘI) cu elemente de comutație statică *b*).

Minimizarea schemei blocului exprimată prin relația logică (2), precum și economicitatea și simplitatea ei, rezultă din figura 2, varianta cu relee cu contacte *c*) și varianta cu porți logice *d*). Trebuie amintit că în ultimul timp pentru realizarea unor asemenea porți logice, în afară de soluțiile care utilizează elemente electronice [5],

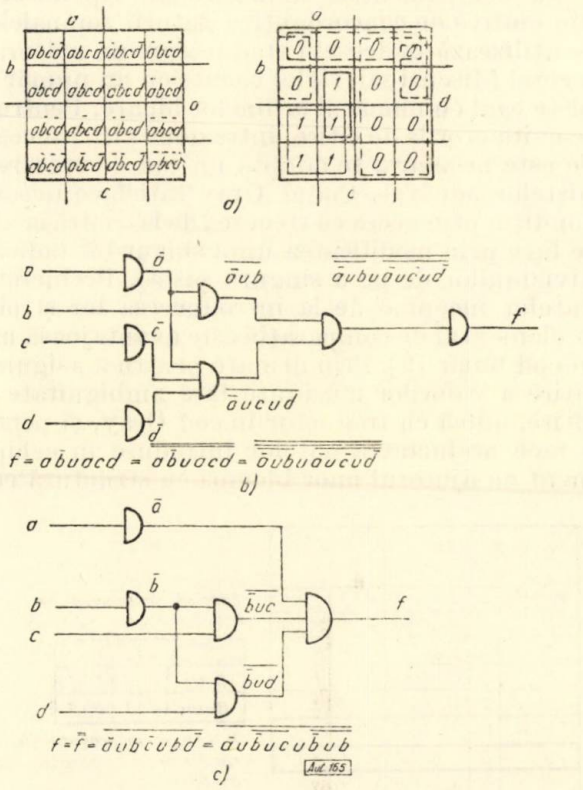


Fig. 5. Diagrama Veitch în *a*) și schemele de structură ale blocului de comandă a cititorului de bandă, conform expresiilor deduse pentru valorile „1" și „0", utilizînd elemente logice NICI din sistemul de comutație statică UNILOG.

s-au elaborat și soluții utilizînd elemente logice pneumonice NU, SAU, ȘI [8], [10]. Deși aceste elemente au o viteză relativ redusă, aceasta nu reprezintă un dezavantaj, întrucît întîrzierile mari nu au loc în partea logică a echipamentului numeric ci în partea de acționare a mașinii-unelte ; puterea de rezoluție a unui asemenea echipament a fost de 0,01 mm, ceea ce corespunde celor mai frecvente cazuri de prelucrare a unor piese pe mașini-unelte prevăzute cu conducere numerică [8]. După unii autori [15] însă, elementele pneumatice, pneumonice și mai ales hidraulice sînt mai puțin stabile din punct de vedere al defectării decît subansamblurile electronice debroșabile și, de asemenea, mai costisitoare în ceea ce privește întreținerea.

Minimizarea relației (1) se poate face și cu ajutorul diagramei Veitch. Pentru acest caz trebuie remarcat că, prin utilizarea elementelor logice NICI din sistemul de comutație statică UNILOG [12], [13], expresiile logice (fig. 5) pot fi simplificate fie prin gruparea termenilor „1", fie prin gruparea termenilor „0". Aceste

posibilităţi conduc la scheme cu număr diferit de elemente în structura lor, ultima variantă fiind mai redusă, deci mai economică.

2. *Schema blocului convertor Gray-binar*

La echipamentele numerice de tip absolut, din motive de concordanţă a naturii semnalelor, se utilizează în deosebi traductoare de măsurare a cotei (discuri sau rigle) codate cu un număr de piste egal cu numărul ordinelor binare. Pentru a se evita erorile de citire, între două citiri succesive este necesar a se adopta un cod de trasare a pistelor adecvat. Codul Gray satisface această condiţie prin aceea că trecerea de la o cifră la alta se face prin modificarea unui singur bit (adică a diviziunilor de pe o singură pistă). Prelucrarea datelor începînd de la introducerea lor şi pînă la elementul de comparaţie este avantajoasă însă în cod binar [9]. Prin urmare pentru a asigura o citire a valorilor măsurate fără ambiguitate de citire, adică cu traductor în cod Gray, şi pentru a face prelucrarea datelor introduse în echipament cu ajutorul unor blocuri cu structură eco-

Codul şi ordinul / Număr zecimal	Cod Binar 4	3	2	1	Cod Gray 4	3	2	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0	1	1	1
6	0	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0
9	1	0	0	1	1	1	0	0
10	1	0	1	0	1	1	1	1

Exemplu de conversiune Gray/binar pentru cifra 5

Ordinul / Codul	4	3	2	1
Gray	0	1	1	1
Binar	0	1	0	1

Bitul 4 cel mai semnificativ rămîne neschimbat la trecerea din Gray în binar
Bitul 3 Gray fiind precedat de „0", rămîne neschimbat în binar
Bitul 2 din codul Gray fiind precedat de „1", se converteşte în cod binar prin complementare
Bitul „1", fiind precedat de „0", rămîne neschimbat

Aut. 166

Fig. 6. Structura codurilor binar şi Gray pentru un număr de 4 biţi.

nomică, deci în cod binar, primirea informaţiilor de măsură a cursei este transmisă la elementul de comparaţie prin intermediul unui element de conversiune de cod Gray-binar (poziţia 8 din figura 2), a cărui schemă este de asemenea o schemă combinaţională. În figura 6 se prezintă comparativ structura celor două coduri, remarcîndu-se că, la trecerea succesivă de la o cifră zecimală la alta, în codul Gray are loc modificarea unui singur bit.

Schema de conversiune a codului Gray în cod binar este indicată în figura 7. Regula de conversiune din codul Gray în cod binar este :

— bitul cel mai semnificativ rămîne neschimbat ;
— biţii din codul binar următori rămîn neschimbaţi dacă biţii din codul binar precedenţi sînt „0" şi se complementează în cazul contrar (a se vedea exemplul anexat la figura 6).

Deci circuitele logice care urmează după bitul cel mai semnificativ trebuie să compare valoarea binară imediat superioară cu valoarea bitului în cod Gray, conform regulilor de conversiune.

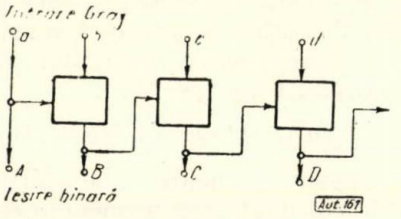


Fig. 7. Schema-bloc de conversiune din cod Gray în cod binar.

Tabela de adevăr corespunzătoare regulilor de conversiune pentru biţii următori bitului celui mai semnificativ (pentru bitul de ordinul d) este dată în figura 8.

Expresiile care rezultă pentru ieşirea binară D şi inversa ei $\overline{D}$ sînt minimale :

$$\left.\begin{aligned} D &= \overline{C}d \cup C\overline{d} \text{ (circuit SAU EXCLUSIV)} \\ \overline{D} &= Cd \cup \overline{C}\,\overline{d} \text{ (circuit de COINCIDENŢA)} \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Materializarea schemei blocului convertor Gray-binar, aşa cum rezultă din relaţia (3), poate fi realizată cu elemente logice arătate anterior [8], [10]. Este interesant însă de arătat că circuitul logic SAU EXCLUSIV îşi găseşte o soluţie raţională prin utilizarea unui releu de tip „Reed", cu un singur contact şi două înfăşurări, conectate astfel încît produc fluxuri magnetice egale şi de sensuri contrare (fig. 9) [10]. Realizînd o frecvenţă de lucru de 250 Hz şi o durată de circa 10^9 operaţii, acest element concurează cu elementele electronice semiconductoare.

C	d	D
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Aut. 168

Fig. 8. Tabela de adevăr corespunzătoare conversiunii biţilor următori bitului de ordinul cel mai semnificativ (bitul de ordinul d).

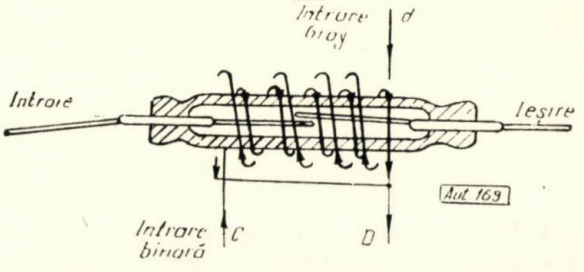


Fig. 9. Releu „Reed" care realizează SAU EXCLUSIV.

Concluzii

Din cele prezentate se desprind următoarele aspecte utile pentru proiectanţii de echipamente numerice, mai ales cele destinate maşinilor-unelte :

1. La elaborarea circuitelor blocurilor combinaţionale trebuie să se facă uz de metodele de sinteză optimă cu ajutorul algebrei booleene sau cu alte metode, după etapele indicate în figura 1 [10]. Acest lucru este valabil atît pentru blocuri din echipamente numerice cît şi pentru orice scheme convenţionale. Ca etape importante în sinteza optimă se menţionează :

— analiza funcţiei logice pe care trebuie s-o realizeze schema sau blocul funcţional ;
— elaborarea tabelei de adevăr şi scrierea funcţiei booleene care caracterizează schema ;
— minimizarea funcţiei prin reduceri algebrice sau diagrame adecvate [10], [11], [12] ;
— determinarea numărului de elemente şi alegerea acestora potrivit cerinţelor relaţiei minime ;
— trasarea schemei.

2. La alegerea elementelor este necesar a se adopta comparativ elementele logice electrice, electronice, pneumatice, pneumonice sau hidraulice, ţinînd seamă de viteza de lucru sau de frecvenţa de serviciu, de mediul în care lucrează şi de robusteţea necesară la solicitările prin vibraţii mecanice. Se subliniază că, pentru viteze mari de lucru, sînt potrivite elementele electronice, de exemplu elementele din sistemul de comutaţie statică UNILOG [12], existent în producţie la Fabrica de elemente de automatizare, pe cînd pentru viteze reduse dar regim greu de lucru (vibraţii, temperatură etc.) se recomandă elementele pneumonice [8], [10].

3. Concomitent cu elaborarea schemelor prin metoda sintezei optime şi cu alegerea elementelor este necesar să se aibă în vedere şi perturbaţiile care pot interveni, de natură mecanică sau electrică, şi mai ales elementele şi soluţiile pentru combaterea lor [6], [17], [18].

Considerăm că indicaţiile date în lucrare sînt utile pentru inginerii proiectanţi, necesitînd numai însuşirea informaţiilor din anexele date, ceea ce îi va scuti de tatonări şi elaborări îndelungate.

Anexa 1

Siguranţa în funcţionare [8]

Formula siguranţei totale de funcţionare este :

$$S_t = S_u^n,$$

unde :

S_t este siguranţa de funcţionare totală ;
S_u — siguranţa de funcţionare unitară (a unui singur element) pe 1 000 ore ;
n — numărul total de elemente componente ale unei instalaţii, aproximate să aibă aceeaşi siguranţă de funcţionare S_u şi aceeaşi importanţă funcţională.

Exemplu de calcul

Dacă se consideră un echipament numeric de poziţionare după două axe, pentru :

$n = 1\,000$ elemente componente ;
$S_u = 0{,}999$ (adică probabilitatea de defectare $p = 1‰$ la 1 000 ore de funcţionare),

rezultă o siguranţă de funcţionare totală :

$$S_t = S_u^n = 0{,}999^{1\,000} = 0{,}368.$$

Deci faţă de 99,9 % siguranţă de funcţionare unitară, în ansamblu siguranţa de funcţionare totală s-a redus la 36,8 %.

BIBLIOGRAFIE

[1] Simon, W. *Grundzüge des Aufbaues von Werkzeugmaschinen und Steuerungen mit numerischer Dateneingabe.* Düsseldorf, VDI Bildungswerk, Beitrag BW 364.
[2] Long, W., Tipton, H. *Glossary of numerical — control terminology.* În : Engineers'digest, april şi mai 1966.
[3] Predoi, A. C. *Echipamente numerice pentru maşini-unelte.* Referat prezentat la simpozionul Consiliului naţional al cercetării ştiinţifice şi Comisiei de automatizare a Academiei R. S. R., „Comanda numerică a maşinilor-unelte", martie 1967.
[4] VDI 3257. *Viersprachiges Fachwörterverzeichnis für numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen.* Octombrie 1962.
[5] *Sistemi digitali per il controllo di macchine utensili.* În : Automazione e strumentazione, nr. 2, 1966, p. 93.
[6] Schulz, H. J. *Numerisches Steuerungssystem aus hydraulischpneumatischen Bauelementen.* În : Werkstatt und Betrieb, nr. 8, 1966.
[7] Stromberger, C. *Numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen.* Eine Betrachtung aus europäischer Sicht. În : Werkstatt und Betrieb, nr. 9, 1966.
[8] Charnley, C. J. *Fluidics applied.* Fluidic tape control in the Netherlands. În : Control, nr. 106, 1967, p. 174.
[9] Simon, W. *Conducerea numerică a maşinilor-unelte.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.
[10] Mergler, H. W. *A systematic approach.* The key to optimum logic design. În : Control engineering, nr. 1, 1967 p. 68.
[11] Humphrey, W. S. *Switching circuits with computer applications.* New York, Mc Graw-Hill 1958.
[12] Simbotin, C., Tanasiciuc, Cl. *Comutaţia statică în automatică şi telemecanică.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.
[13] Lazăr, I. S. *Sinteza schemelor logice fără memorie, cu ieşiri multiple, realizate cu elemente de comutatie statică.* În : Automatică, Telemecanică, Metrologie, 6, 1966, p. 51.
[14] Moisil, Gr. *Teoria algebrică a circuitelor cu tranzistoare,* vol. 1—2, Bucureşti, 1961—1962.
[15] Smith, D. N. *Comanda numerică în Statele Unite ale Americii.* Principii de bază şi practica curentă. În : Automatisme, nr. 7—8, 1966.
[16] Hailer, J. *Der Einfluss von Schwingungen auf die Genauigkeit von Wegregelkreisen bei numerisch gesteuerten Maschinen.* În : Siemens-Zeitschrift, nr. 9, 1964, p. 680.
[17] Kaiser, W., Lang H. *Entstörmassnahmen beim Schaltkreissystem SIMATIC N.* În : Siemens-Zeitschrift, nr. 2, 1965, p. 131.
[18] Kaiser, W. *Entstörung elektronischer Steuerungen bei industriellen Einsatz.* În : Siemens-Zeitschrift, nr. 12, 1964, p. 914.

Ing. N. N. NECULA

Principalele probleme ale teoriei circuitelor logice cu prag

În anul 1960 au fost publicate primele articole tratînd probleme din teoria circuitelor cu prag. De atunci această teorie a cunoscut o mare dezvoltare datorită avantajelor deosebite pe care le asigură circuitele cu prag în realizarea structurilor de automate finite şi de sisteme instruibile.

Cele mai cunoscute şi totodată cele mai spectaculoase exemple de utilizare a circuitelor cu prag sînt: calculatorul electronic cifric DONUT [14] (de cîteva ori mai ieftin decît un calculator similar realizat cu circuite NICI) şi sistemele instruibile PERCEPTRON [12] şi MADALINE [13].

În acest articol se încearcă o prezentare critică şi unitară a principalelor probleme ale teoriei circuitelor cu prag şi a celor mai adecvate metode de rezolvare practică a acestor probleme. Din multitudinea metodelor de sinteză existente au fost selecţionate cele mai simple şi mai eficiente în practică. Din acest motiv, multe metode de sinteză foarte interesante sub aspect teoretic, însă neavantajoase în practică, nu sînt prezentate în articol.

Lucrările [1] şi [2], apărute în 1965, şi revista IEEE transactions on electronic computers sînt principalele surse bibliografice care pot fi folosite de cei interesaţi în acest domeniu.

I. Circuitele logice cu prag

Circuitele logice (numite şi elemente logice sau porţi) sînt modele fizice ale anumitor funcţii booleene. De exemplu: circuitul logic ŞI este modelul fizic al conjuncţiei, circuitul SAU — al disjuncţiei, circuitul NICI — al funcţiei Pierce (numită şi prima funcţie a lui Sheffer) etc. Cele mai multe din funcţiile booleene nu sînt modelabile (realizabile) printr-un singur circuit logic, ci prin scheme logice formate prin interconectarea mai multor circuite logice.

Circuitele logice cu prag (CP) constituie o clasă specială a circuitelor logice. Ele au următoarele două proprietăţi remarcabile:

1. O mare flexibilitate structurală, care se manifestă prin posibilitatea de a modela cu acelaşi CP diferite funcţii booleene, prin modificarea parametrilor acestui CP (spre deosebire de circuitele logice convenţionale care nu pot modela decît cîte o singură funcţie booleană). Aceasta permite utilizarea CP în realizarea structurilor de sisteme instruibile şi adaptive.

2. O mare potenţialitate structurală, care se manifestă prin posibilitatea de a modela cu un CP, de cost şi dimensiuni similare cu ale circuitelor logice convenţionale, funcţii booleene foarte complexe. Aceasta asigură o sinteză foarte economică a schemelor combinaţionale.

Toate circuitele logice pot fi clasificate în ordinea creşterii potenţialităţii lor structurale astfel:

— ŞI, SAU, NU;
— NICI;
— circuite logice majoritare;
— circuite logice cu prag;
— circuite logice multiprag (CMP), care au o potenţialitate structurală absolută (adică orice funcţie booleană este modelabilă printr-un singur CMP).

Dezavantajul principal al CP constă în senzitivitatea lor mărită la perturbaţii, care condiţionează strict numărul maxim de intrări într-un CP, în funcţie de siguranţa de funcţionare dorită şi de toleranţele pieselor componente folosite. Pînă în 1964 s-au realizat CP avînd pînă la 15 intrări.

Structura unui CP este arătată în figura 1,*a*, unde Σ este un sumator liniar (analogic) cu n intrări, cu ponderile asociate w_i; *EN* este un element neliniar avînd caracteristica de transfer din figura 1,*b*; E este excitaţia aplicată elementului *EN*, produsă de sumator.

Parametrii CP sînt: valorile ponderilor (w_1, w_2, . . ., w_n) şi valoarea pragului P, care pot fi notate prescurtat $\vec{w}$; P (vectorul ponderi-prag al CP).

Se poate observa existenţa unei interesante analogii între structura unui CP şi structura unui neuron.

Modelul matematic al unui CP este următorul:

$$\begin{cases} y = 1 \text{ dacă } E > P \\ y = 0 \text{ dacă } E < P, \end{cases}$$

unde:

$E = \sum_{i=1}^{n} w_i x_i$ (sumă algebrică);

x_i — variabilele bivalente asociate intrărilor;

y — variabila bivalentă asociată ieşirii din CP. Un CP modelează (realizează) deci funcţia booleană $F \equiv y$.

Exemplu. Fie CP din figura 2,*a*. În tabela de combinaţii din figura 2,*b* sînt calculate toate valorile luate de E şi valorile corespunzătoare ale lui y. Funcţia booleană modelată de acest CP este deci:

$$F = x_1 x_2 + x_1 x_4 + x_2 x_3 + x_2 x_4 + x_3 x_4.$$

Realizarea optimă a acestei funcţii printr-o schemă formată din circuite logice conven-

ţionale ŞI, SAU, NU este arătată în figura 2,*c*. Schema obţinută necesită 15 diode, iar CP care realizează aceeaşi funcţie (fig.2,*a*)

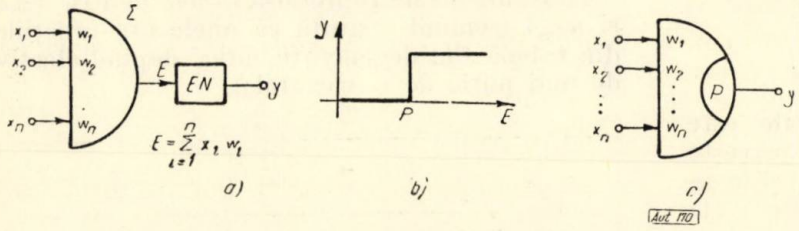
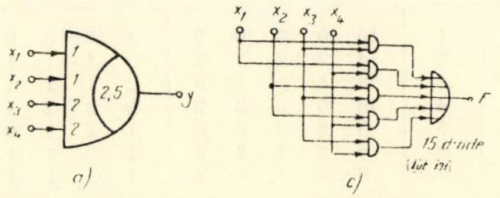


Fig. 1. *a*) Structura unui circuit cu prag; *b*) caracteristica de transfer a elementului neliniar EN; *c*) reprezentarea convenţională a CP.



Z	x_4	x_3	x_2	x_1	$E_{2\cdot2\cdot1\cdot1}$	$y \equiv F$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0
2	0	0	1	0	1	0
3	0	0	1	1	2	0
4	0	1	0	0	2	0
5	0	1	0	1	3	1
6	0	1	1	0	3	1
7	0	1	1	1	4	1
8	1	0	0	0	2	0
9	1	0	0	1	3	1
10	1	0	1	0	3	1
11	1	0	1	1	4	1
21	1	1	0	0	4	1
13	1	1	0	1	5	1
14	1	1	1	0	5	1
15	1	1	1	1	6	1

$F = x_1x_3 + x_1x_4 + x_2x_3 + x_2x_4 + x_3x_4$ *b)*

Z	$E_{3\cdot2\cdot1\cdot1}$	$y \equiv F'$
0	0	0
1	1	0
2	1	0
3	2	0
4	2	0
5	3	1
6	3	1
7	4	1
8	3	1
9	4	1
10	4	1
11	5	1
12	5	1
13	6	1
14	6	1
15	7	1

$F' = x_1x_3 + x_2x_3 + x_4$ *d)*

Fig. 2. Exemplificarea proprietăţilor unui CP : *a*) un exemplu de CP ; *b*) funcţia booleană modelată de acest CP ; *c*) realizarea convenţională optimă a acestei funcţii booleene ; *d*) funcţia booleană modelată de CP cu un parametru modificat.

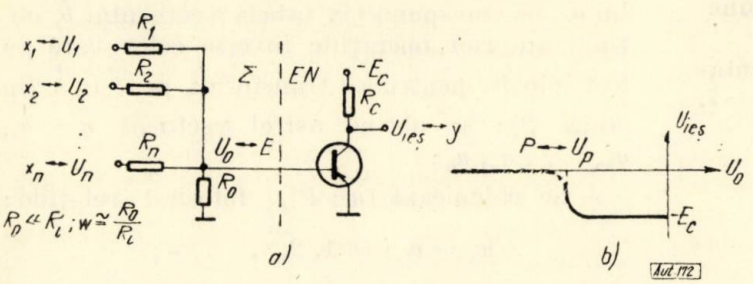


Fig. 3. Un model concret de CP: *a*) schema electrică a CP; *b*) caracteristica de transfer a elementului neliniar.

poate fi realizat cu un singur transistor. Aceasta ilustrează în mod concludent potenţialitatea structurală a CP. Pentru a ilustra şi flexibilitatea structurală a CP, am modificat în figura 2,*d* valoarea lui w_4 de la 2 la 3. Se constată că, în acest caz, CP modelează o nouă funcţie booleană, şi anume :

$$F' = x_1 x_3 + x_2 x_3 + x_4.$$

Un CP poate fi realizat concret folosind sau amplificatoare de c.c. cu transistoare sau circuite basculante bistabile cu intrări separate sau circuite cu ferite cu CHD sau transfluxoare.

Cel mai simplu model concret de CP este arătat în figura 3, unde sumatorul este de tip rezistiv, iar *EN* este un transistor în regim de comutaţie.

Posibilităţile de funcţionare şi performanţele acestui circuit pot fi îmbunătăţite considerabil, dacă în paralel cu joncţiunea $E-B$ a transistorului se conectează o diodă tunel. Prin aceasta se asigură o creştere a pantei caracteristicii de transfer pentru $E = U_p$ şi deci o apropiere de caracteristica ideală din figura 1,*b*.

Pentru a putea realiza şi valori negative ale ponderilor w_i, valorile $x_i = 1$ trebuie să fie reprezentate la intrări sau prin $U_i = E_c$, dacă $w_i < 0$, sau prin $U_i = -E_c$, dacă $w_i > 0$. Acest inconvenient este compensat de lărgirea considerabilă a clasei funcţiilor booleene modelabile printr-un singur CP.

În cazul folosirii circuitelor cu ferite cu CHD, suma ponderată se realizează prin însumarea fluxurilor magnetice produse de înfăşurări, iar valoarea pragului este determinată de intensitatea cîmpului magnetic coercitiv. Ponderile sînt proporţionale cu numărul de spire al înfăşurărilor, iar semnul fiecărei ponderi este determinat de sensul înfăşurării respective.

Trebuie menţionat faptul că au fost realizate şi CP ternare şi au fost studiate metode de sinteză pentru astfel de circuite [6].

Sinteza unui CP constă în determinarea vectorului $\vec{w}; P$, astfel încît CP să modeleze funcţia booleană dată. În general, soluţia problemei astfel enunţate nu este unică.

Deoarece un CP, ca şi un circuit logic convenţional, nu poate modela orice funcţie booleană, problemele principale pe care le tratează teoria circuitelor cu prag sînt următoarele :

1. testarea realizabilităţii printr-un singur CP, a funcţiei booleene date şi sinteza optimă a acestui CP, în cazul cînd funcţia este realizabilă ;

2. sinteza optimă a schemelor logice cu CP, pentru a modela funcţiile booleene nerealizabile printr-un singur CP.

În continuare se va subînţelege prin funcţie realizabilă (sau nerealizabilă) o funcţie booleană care poate (sau nu poate) fi modelată printr-un singur CP.

II. Sinteza circuitelor logice cu prag

Orice funcţie booleană de n variabile este complet caracterizată, în ceea ce priveşte realizabilitatea ei, de un vector $(n+1)$-dimensional, numit vectorul ei caracteristic [1]:

$$\vec{b} = b_1, b_2, \ldots, b_n, b_0.$$

Elementele acestui vector pot fi calculate astfel:

$$b_0 = 2N_0 - 2^n;$$

$$b_i = 2(2N_i - N_0), \quad i = 1, 2, \ldots, n,$$

unde:

N_0 este numărul de valori 1 ale funcţiei date F, în tabela ei de combinaţii;

N_i — numărul de valori 1 pentru F, care corespund lui $x_i = 1$ în tabela de combinaţii.

Funcţiile booleene care au un vector caracteristic cu toate elementele pozitive şi aşezate într-o ordine necrescătoare sînt numite funcţii reprezentative.

Dacă o funcţie reprezentativă F, cu vectorul caracteristic $\vec{b}_r$ este realizabilă printr-un CP avînd vectorul ponderi-prag $(\vec{w}; P)_{F_r}$, atunci orice funcţie booleană F cu un vector caracteristic $\vec{b}$, care diferă de $\vec{b}_r$ numai prin ordinea şi semnul elementelor, este realizabilă printr-un CP avînd un vector ponderi-prag $(\vec{w}; P)_F$ dedus din $(\vec{w}; P)_{F_r}$ prin operaţii elementare complet determinate.

Prin urmare pentru orice funcţie booleană realizabilă se poate sintetiza imediat CP care o modelează, dacă se cunoaşte CP care modelează funcţia booleană reprezentativă pentru funcţia dată.

Numărul funcţiilor booleene reprezentative realizabile este relativ mic, pînă la $n = 7$, şi anume:

n	3	4	5	6	7
N	3	7	21	135	$\sim 2\,500$

Acest fapt a permis alcătuirea unor tabele cuprinzînd toate funcţiile booleene reprezentative realizabile pînă la $n = 7$ variabile şi vectorii ponderi-prag ai CP care le realizează. Aceste tabele, pînă la $n = 6$, sînt date în [1]. Pentru $n = 7$ tabela a fost alcătuită de Winder [3]. (În traducerea în limba rusă a lucrării [1] sînt incluse şi tabelele pentru $n = 7$.)

În figura 4 este reprodusă tabela pentru $n \leqslant 3$ şi $n \leqslant 4$ (semnul $<$ arată că unele din funcţiile din tabelă sînt degenerate, adică depind efectiv de mai puţin de n variabile).

		$\vec{b}_r$	$\vec{a}_r$
$n \leqslant 3$	1	8 0 0 0	1 0 0 0
	2	6 2 2 2	2 1 1 1
	3	4 4 4 0	1 1 1 0
$n \leqslant 4$	1	16 0 0 0 0	1 0 0 0 0
	2	14 2 2 2 2	3 1 1 1 1
	3	12 4 4 4 0	2 1 1 1 0
	4	10 6 6 2 2	3 2 2 1 1
	5	8 8 8 0 0	1 1 1 0 0
	6	8 8 4 4 4	2 2 1 1 1
	7	6 6 6 6 6	1 1 1 1 1

Fig. 4. Tabela funcţiilor reprezentative realizabile, pentru $n \leqslant 4$.

Existenţa acestor tabele face ca prima problemă din teoria circuitelor cu prag să fie rezolvabilă în mod banal pentru orice funcţie booleană avînd pînă la şapte variabile.

Metoda de sinteză este următoarea:

1. Se calculează vectorul caracteristic $\vec{b}$ al funcţiei booleene date F (de n_1 variabile).

2. Se transformă $\vec{b}$ în $\vec{b}_r$ prin permutări şi negări ale elementelor b_i (astfel încît să se obţină o succesiune necrescătoare de elemente pozitive).

3. Se caută $\vec{b}_r$ în tabela pentru $n \leqslant n_1$. Dacă $\vec{b}_r$ nu există în tabelă, F nu este realizabilă, iar dacă $\vec{b}_r$ există în tabelă, atunci F este realizabilă. În al doilea caz, vectorul $(\vec{w}; P)_F$ se determină astfel:

— se efectuează asupra elementelor vectorului $\vec{a}_r$, ce corespunde în tabelă vectorului $\vec{b}_r$ obţinut anterior, operaţiile inverse celor care au fost folosite pentru a-l transforma pe $\vec{b}$ în $\vec{b}_r$ (în etapa 2); se obţine astfel vectorul $\vec{a} = a_1, a_2, \ldots, a_n, a_0$;

— se calculează $(\vec{w}; P)_F$, folosind relaţiile:

$$w_i = a_i, i = 1, 2, \ldots, n;$$

$$P = \left(\sum_{i=1}^{n} a_i - a_0\right)/2.$$

4. Se verifică soluţia obţinută.

Două exemple de aplicare a acestei metode sînt arătate în figura 5.

Z	x_4	x_3	x_2	x_1	F_1	F_2
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0
2	0	0	1	0	0	0
3	0	0	1	1	0	1
4	0	1	0	0	0	0
5	0	1	0	1	1	0
6	0	1	1	0	0	0
7	0	1	1	1	1	1
8	1	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	1	0
10	1	0	1	0	0	0
11	1	0	1	1	0	1
12	1	1	0	0	1	1
13	1	1	0	1	1	1
14	1	1	1	0	1	1
15	1	1	1	1	1	1

a) $F_1 = x_1 x_3 + x_3 x_4 + x_1 \overline{x}_2 x_4$

1. $b_0 = 2.7 - 16 = -2$; $b_1 = 2(10 - 7) = 6$;
$b_2 = 2(6 - 7) = -2$; $b_3 = 2(12 - 7) = 10$;
$b_4 = 2(10 - 7) = 6$

$\vec{b} = 6, -2, 10, 6, -2$

2. Transformarea lui $\vec{b}$ în $\vec{b}_r$:

$-b_2, -b_0$: 6, 2, 10, 6, 2
$b_1 \leftrightarrow b_3$: 10, 2, 6, 6, 2
$b_2 \leftrightarrow b_4$: 10, 6, 6, 2, 2 $= \vec{b}_r$

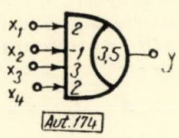
3. F_1 este realizabilă (fig. 4).

$\vec{a}_r = 3, 2, 2, 1, 1$

Transformarea lui $\vec{a}_r$ în $\vec{a}$:

$a_2 \leftrightarrow a_4$: 3, 1, 2, 2, 1
$a_1 \leftrightarrow a_3$: 2, 1, 3, 2, 1
$-a_2, -a_0$: 2, −1, 3, 2, −1 $= \vec{a}$
$(\vec{w}; P)_{F_1} = 2; -1; 3; 2; 3, 5$

4. $E = 2x_1 - x_2 + 3x_3 + 2x_4$



Z	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
E	0	2	−1	1	3	5	2	4	2	4	1	3	5	7	4	6	
y	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	$y \equiv F_1$

b) $F_2 = x_1 x_2 + x_3 x_4$

1. $\vec{b} = 6, 6, 6, 6, -2$
2. $\vec{b}_r = 6, 6, 6, 6, 2$
3. F_2 nu este realizabilă (fig. 4).

Fig. 5. Exemple de sinteză a CP.

III. Sinteza schemelor cu CP

Dacă funcţia booleană dată nu este realizabilă, este necesară sinteza unei scheme optime care să modeleze această funcţie. Criteriul de optim este, în general, numărul minim de CP folosite în schemă. În cazul cînd se urmăreşte obţinerea unui timp de răspuns cît mai redus, se include în criteriul de optim şi necesitatea de a obţine un număr minim de niveluri în schema logică.

Schemele logice cu CP pot fi de mai multe tipuri :

— scheme în două niveluri : CP — SAU şi CP—CP ;

— scheme în cascadă în două sau mai multe niveluri CP.

Metodele existente pentru sinteza acestor scheme sînt mult mai complicate decît metoda de sinteză a CP descrisă anterior, iar soluţia pe care o asigură ele nu este cu certitudine optimă.

Cele mai eficiente dintre aceste metode sînt, în prezent, următoarele :

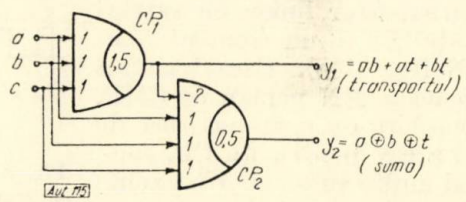
1. metoda de sinteză a schemelor în cascadă de CP, pentru modelarea funcţiilor booleene simetrice [4] ;

2. metodele de sinteză a schemelor în două niveluri CP — SAU [1-cap.6], [7] ;

3. metoda de sinteză a schemelor în cascadă de CP [1-cap. 7] ;

4. metodele de sinteză a schemelor în două niveluri CP—CP [1-cap.8], [5].

Prima metodă este relativ simplă şi conduce la soluţii optime, însă numai pentru realizarea funcţiilor booleene total simetrice. Un exemplu de schemă de sumator binar, sintetizată cu ajutorul acestei metode este dat în



a	b	c	E_1	y^1	E_2	y_2
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	0	1	1
0	0	1	2	1	0	0
1	0	0	1	0	1	1
1	0	1	2	1	0	0
1	1	0	2	1	0	0
1	1	1	3	1	1	1

Fig. 6. Sumator binar realizat cu două CP în cascadă.

figura 6. Această schemă necesită trei transistoare : două pentru realizarea celor două CP şi unul pentru producerea semnalului care trebuie aplicat la intrarea cu pondere negativă.

Celelalte metode sînt generale, putînd fi aplicate pentru sinteza schemelor care să modeleze funcţii booleene de orice tip. Cele două metode citate mai sus la punctul 4 par a fi cele mai avantajoase pentru rezolvarea problemelor practice,

atît în privinţa economicităţii soluţiei obţinute, cît şi în privinţa simplităţii aplicării lor.

Toate metodele enumerate aici pot fi utilizate în mod eficient numai pentru sinteza schemelor logice cu o singură ieşire.

Există generalizări în [1] şi [5] care permit şi sinteza schemelor logice cu mai multe ieşiri, cu structuri în două niveluri CP — SAU. Problema sintezei schemelor cu mai multe ieşiri, cu structuri în două niveluri CP — CP, nu a fost rezolvată pînă în prezent.

IV. Circuitele logice multiprag (CMP)

Circuitele logice multiprag au fost descoperite experimental şi teoretic de diverşi autori, începînd din anul 1962. O bibliografie completă asupra acestor cercetări este dată în [8].

Prima lucrare în care se tratează în mod aprofundat proprietăţile CMP şi se dau metode de sinteză a CMP este articolul lui D. Haring [8], publicat în 1966. În [9] acelaşi autor prezintă un CMP universal pentru modelarea oricărei funcţii booleene de trei variabile. În [10] Şolomov studiază un caz particular de CMP : circuitul logic cu două praguri, care este simplu realizabil, folosind transfluxoare [15].

Circuitele logice multiprag constituie generalizarea circuitelor cu prag.

Structura unui CMP, la fel ca şi structura unui CP, este alcătuită dintr-un sumator liniar cu intrări ponderate (Σ) şi un element neliniar EN (fig. 1, *a*). Caracteristica de transfer a EN pentru un CMP, spre deosebire de caracteristica de transfer a EN pentru un CP, conţine mai multe praguri. Un exemplu este arătat în figura 7.

Parametrii unui CMP sînt valorile ponderilor ($w_1, w_2, \ldots, w_n$) şi valorile pragurilor ($P_1, P_2, \ldots, P_m$), care pot fi notate prescurtat $\vec{w}$; $\vec{P}$ (vectorul ponderi-praguri).

Realizarea unei caracteristici neliniare cu mai multe praguri poate fi asigurată prin folosirea diodelor tunel. Schema electrică din figura 8 constituie o realizare practică a unui CMP cu trei praguri.

Acest exemplu ilustrează foarte concludent deosebita potenţialitate structurală a unui CMP. Aşa cum am amintit anterior, potenţialitatea structurală a unui CMP este absolută, în sensul că orice funcţie booleană poat fi modelată printr-un singur CMP.

Pentru a demonstra acest lucru vom considera chiar funcţia booleană realizată de CMP din figura 8, *d*: $F = \overline{x_1 \oplus x_2 \oplus x_3}$. În figura 9 este dată tabela de combinaţii ale acestei funcţii şi este calculată valoarea excitaţiei, pentru cazul cînd asociem fiecărei intrări i a CMP (deci fiecărei variabile x_i a funcţiei) o pondere $w_i = 2^{i-1}$. Se observă că un astfel de sistem de ponderi asociază fiecărei combinaţii de valori ale variabilelor cîte o valoare distinctă a excitaţiei, egală chiar cu echivalentul zecimal al combinaţiei respective. Prin urmare, o caracteristică

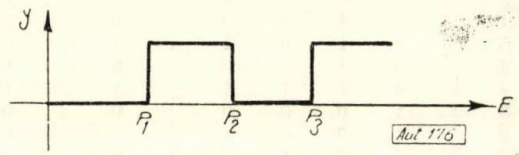


Fig. 7. Un exemplu de caracteristică de transfer cu mai multe praguri.

de tipul celei din figura 9, *b* poate fi determinată pentru orice funcţie booleană şi, deci, pentru orice funcţie booleană se poate sintetiza un CMP care să o realizeze. Din exemplul dat rezultă că aceeaşi funcţie booleană F este modelabilă sau printr-un CMP cu cinci praguri (fig. 9) sau printr-un CMP cu trei praguri (fig. 8, *d*), în funcţie de ponderile care au fost asociate intră-

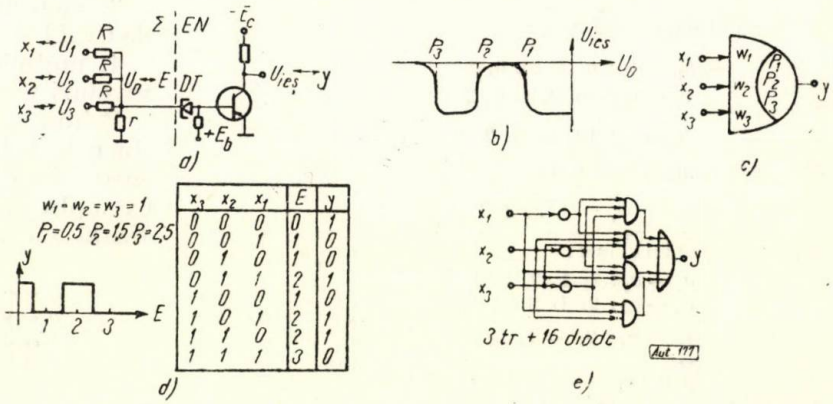
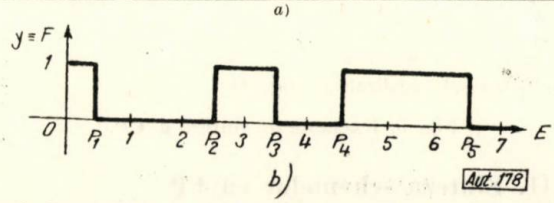


Fig. 8. Un CMP cu trei praguri : *a*) schema electrică a circuitului ; *b*) caracteristica de transfer a EN ; *c*) reprezentarea convenţională a CMP ; *d*) funcţia booleană pe care o realizează CMP ; *e*) realizarea convenţională a acestei funcţii booleene.

Z	x_3	x_2	x_1	F	$E_{4,\ 2,\ 1}$
0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1
2	0	1	0	0	2
3	0	1	1	1	3
4	1	0	0	0	4
5	1	0	1	1	5
6	1	1	0	1	6
7	1	1	1	0	7

a)



b)

Fig. 9. Demonstrarea realizabilităţii oricărei funcţii booleene printr-un singur CMP : *a*) un exemplu de funcţie booleană ; *b*) caracteristica de transfer a EN pentru CMP care realizează această funcţie booleană.

rilor. Soluţia din figura 8, *d* este mai avantajoasă decît cea din figura 9 din următoarele două motive :

— un număr mai redus de praguri poate fi realizat cu un număr mai redus de diode tunel, ceea ce ieftineşte soluţia şi îi măreşte siguranţa în funcţionare ;

— un număr mai redus de valori distincte ale excitaţiei (patru în figura 8, *d* faţă de opt în figura 9) contribuie, de asemenea, la mărirea siguranţei în funcţionare, deoarece reducerea numărului de valori distincte ale excitaţiei duce la mărirea distanţei între două valori distincte succesive ale excitaţiei şi, prin aceasta, se reduce efectul perturbaţiilor asupra funcţionării CMP.

De aici se deduce că, pentru o funcţie booleană dată, se pot sintetiza mai multe CMP care să o realizeze, iar unele dintre acestea sînt mai avantajoase decît celelalte din punct de vedere al costului şi al siguranţei lor în funcţionare.

Prin urmare, metodele de sinteză a CMP trebuie să asigure obţinerea unei soluţii optime. Criteriul de optim este, conform celor arătate anterior, numărul minim de praguri şi numărul minim de valori distincte ale excitaţiei. Se poate arăta că numărul minim de valori distincte ale excitaţiei se obţine atunci cînd $S = \sum_{i=1}^{n} |w_i|$ este minim.

V. Sinteza CMP

Problema sintezei CMP se formulează astfel : avînd dată o funcţie booleană F, să se determine vectorul ponderi-praguri :

$$\vec{w}\,;\ \vec{P} = w_1, w_2, \ldots, w_n\,;\ P_1, P_2, \ldots, P_m$$

cu m_{min} şi S_{min} pentru un CMP care să modeleze funcţia F.

Haring a dat în [8] două metode de sinteză a CMP. Prima dintre aceste metode, bazată pe condiţiile de realizabilitate a unei funcţii booleene oarecare printr-un CMP cu k praguri, conduce la o soluţie optimă, însă este foarte complicată şi, de aceea, este dezavantajoasă pentru aplicaţii practice. Cea de-a doua metodă de sinteză este mai simplu de aplicat practic şi constă în următoarele :

— Se consideră mulţimea de ponderi :

$$M = (1, 2, 4, \ldots, 2^{n-1}).$$

— Se asociază în toate modurile posibile celor n intrări ale CMP cîte o pondere din M, luată cu semnul + sau − . Numărul total de variante posibile este $2^n \cdot n!$

— Pentru fiecare dintre aceste variante se calculează valorile excitaţiei şi se ordonează aceste valori în sens crescător. Deoarece fiecărei valori a excitaţiei îi corespunde o anumită valoare (0 sau 1) a funcţiei booleene date, secvenţei de valori crescătoare ale excitaţiei îi corespunde o secvenţă de valori 0 şi 1 ale funcţiei booleene date. Aceasta diferă, în general, de secvenţa de valori 0 şi 1 din tabela de combinaţii ale funcţiei. Numărul de variaţii (de la 0 la 1 şi de la 1 la 0) în această secvenţă este egal cu numărul de praguri al CMP, care, avînd ponderile intrărilor

Z	x_3	x_2	x_1	F	$E_{4,2,1}$	$E_{1,4,-2}$
0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	1	− 2
2	0	1	0	0	2	4
3	0	1	1	1	3	2
4	1	0	0	0	4	1
5	1	0	1	1	5	− 1
6	1	1	0	1	6	5
7	1	1	1	0	7	3

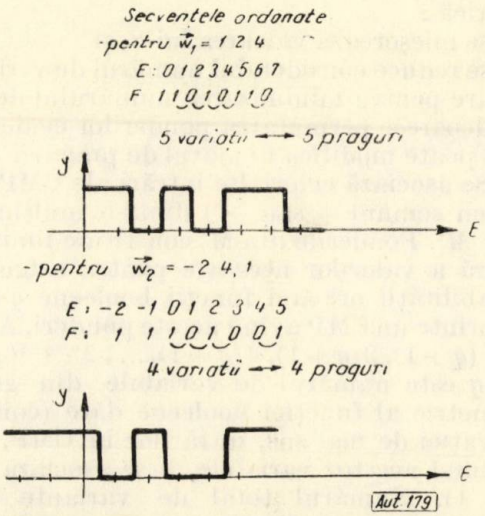


Fig. 10. Reducerea numărului de praguri prin permutarea şi schimbarea semnului ponderilor.

corespunzătoare variantei considerate, modelează funcţia booleană dată. În figura 10 este ilustrat acest lucru pentru funcţia booleană $F = x_1(\bar{x}_2 + \bar{x}_3) + \bar{x}_1\overline{(x_2 \oplus x_3)}$.

— Se alege din toate variantele posibile varianta cu numărul minim de praguri.

Deşi este directă şi relativ simplu de aplicat, această metodă are totuşi următoarele dezavantaje principale :

— necesită verificarea aceluiaşi număr de variante ($2\,n.n!$), indiferent de tipul funcţiei booleene considerate ;

— nu asigură minimizarea numărului de valori distincte ale excitaţiei, deoarece pentru toate variantele de asignare a ponderilor la intrările CMP, valoarea S este aceeaşi, şi anume $S = 2^n - 1$.

Pentru a elimina aceste dezavanataje , am propus în [11] o generalizare a acestei metode, care constă, în esenţă, în următoarele :

— Se determină pentru funcţia booleană dată grupul ei de simetrie (dacă există), folosind una

dintre metodele cunoscute, de exemplu cea dată în [16]. Grupul de simetrie al unei funcţii booleene este format din mulţimea literelor (variabile simple sau negate) care pot fi permutate în orice mod în funcţie, fără a modifica funcţia.

— Se asociază intrărilor CMP ce corespund variabilelor din grupul de simetrie ponderi egale (pentru a nu complica expunerea, vom considera că aceste ponderi au valoarea 1 ; în [11] am arătat toate valorile posibile care pot fi folosite pentru aceste ponderi). Posibilitatea de a asigna ponderi egale pentru intrările CMP ce corespund variabilelor din grupul de simetrie al funcţiei booleene date este cunoscută de la sinteza CP. Utilizarea unei asemenea asignări pentru generalizarea metodei de sinteză a lui Haring conduce la două avantaje importante, atunci cînd funcţia booleană dată este total sau parţial simetrică :

— se micşorează valoarea lui S, şi

— se reduce considerabil numărul de verificări necesare pentru minimizarea numărului de praguri, deoarece permutarea ponderilor egale între ele nu poate modifica numărul de praguri.

— Se asociază celorlalte intrări ale CMP ponderi (cu semnul + sau —) dintr-o mulţime de valori M'. Ponderile din M' constituie limita inferioară a valorilor necesare pentru asigurarea realizabilităţii oricărei funcţii booleene q-simetrice printr-un CMP avînd aceste ponderi. Astfel: $M' = (q+1), 2(q+1), 4(q+1), \ldots, 2^{n-q-1}(q+1)$, unde q este numărul de variabile din grupul de simetrie al funcţiei booleene date (conform observaţiei de mai sus, intrărilor în CMP, care corespund acestor variabile, li se asociază ponderea 1). Numărul total de variante posibile ce trebuie analizate este în acest caz : $2n\,(n-q)\,!$

— Se determină pentru fiecare variantă secvenţa ordonată a valorilor excitaţiei şi funcţiei şi se calculează numărul de praguri. Deoarece mai multe intrări au asociată aceeaşi pondere, unei valori a excitaţiei îi corespund acum cîteva valori identice (sau 1 sau 0) ale funcţiei booleene.

— Se alege varianta cu numărul cel mai mic de praguri şi se încearcă, dacă este posibil, să se efectueze o reducere suplimentară a valorilor ponderilor.

— Dacă funcţia booleană dată nu este total sau parţial simetrică, metoda propusă devine identică cu metoda lui Haring. Totuşi, în [11] am demonstrat că, în acest caz, pentru a minimiza numărul de praguri, este suficient să se analizeze numai jumătate din numărul total de variante, indicat de Haring.

Aplicarea acestei metode de sinteză pentru funcţia booleană din figura 10, care are grupul de simetrie (x_2, x_3), este ilustrată în figura 11.

Superioritatea soluţiei obţinute în figura 11 faţă de soluţia din figura 10, *b* este evidentă : CMP are trei praguri în loc de patru, iar excitaţia ia cinci valori distincte în loc de opt.

$q = 2$; $M' = \{3\}$

Nr. variante $= 2^{3-2}\,(3-2)\,! = 2$

x_3	x_2	x_1	F	E pentru $\vec{w} = w_1, w_2, w_3 =$		
				3, 1, 1	— 3. 1, 1	2, 1, 1
0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	3	— 3	2
0	1	0	0	1	1	1
0	1	1	1	4	— 2	3
1	0	0	0	1	1	1
1	0	1	1	4	— 2	3
1	1	0	1	2	2	2
1	1	1	0	5	— 1	4

$\vec{w}$	Secv. ordonate	Nr. praguri
3, 1, 1	E: 0 1 2 3 4 5 F: 1 00 1 1 11 0	3
—3, 1, 1	E: —3 — 2 —1 0 1 2 F: 1 11 0 1 00 1	4

Reducerea ponderilor :

$$\vec{w} = 2,1,1 \begin{cases} E: 0 \;\; 1 \;\; 2 \;\; 3 \;\; 4 \\ F: 1 \;\; 00 \;\; 11 \;\; 11 \;\; 0 : 3 \text{ praguri} \end{cases}$$

Soluţia : $\vec{w}$, $\vec{P} = 2, 1, 1 ; 0{,}5 ; 1{,}5 ; 3{,}5$

Fig. 11. Sinteza CMP pentru modelarea funcţiei din figura 10, folosind metoda autorului.

Calculul valorilor excitaţiei şi determinarea secvenţei ordonate a valorilor excitaţiei şi funcţiei pentru fiecare variantă posibilă de asignare a ponderilor sînt destul de greoaie. De aceea, am definit în [11], pentru fiecare clasă de simetrie posibilă , cîteva funcţii booleene reprezentative şi am demonstrat că, pentru orice funcţie booleană simetrică, se poate sintetiza un CMP economic, folosind numai tabela secvenţelor echivalenţilor zecimali (ai combinaţiilor de valori ale variabilelor din tabela de combinaţi) ordonaţi după valorile excitaţiei asociate lor de către toţi vectorii $\vec{w}$ care realizează toate funcţiile booleene reprezentative. O astfel de tabelă poate fi uşor întocmită pînă la $n = 6$, deoarece numărul vectorilor $\vec{w}$ care realizează toate funcţiile booleene reprezentative cu $n \leqslant 6$ este relativ redus.

VI. Concluzii

În articol au fost prezentate principalele aspecte teoretice şi practice legate de sinteza circuitelor logice cu prag şi a schemelor logice cu CP pentru modelarea funcţiilor booleene. Toate metodele de sinteză expuse sau citate se referă la modelarea funcţiilor booleene în mod strict

determinat, aşa cum se întîlneşte această problemă în sinteza automatelor finite deterministe.

Problema sintezei CP cu parametri variabili sau a schemelor cu astfel de CP, utilizate în structurile de sisteme instruibile, nu a constituit un obiectiv al acestui articol şi, de aceea, nu a fost tratată. Totuşi, merită să fie menţionată aici problema utilizării CMP cu parametri variabili în structurile de sisteme instruibile. Se pare că această problemă nu a fost abordată pînă în prezent, însă se poate presupune că deosebita potenţialitate structurală a CMP va permite crearea unor sisteme instruibile cu posibilităţi de instruire deosebit de vaste.

Utilizarea CP şi CMP în structurile de automate finite deterministe este condiţionată de nivelul tehnologic al pieselor componente. După cum am amintit anterior, în 1964 era posibilă realizarea unor CP cu funcţionare sigură, avînd pînă la 15 intrări. Creşterea costului unor astfel de CP, datorită toleranţelor foarte strînse necesare pentru piesele componente şi pentru tensiunile de alimentare, este compensată din plin de reducerea foarte importantă a numărului de circuite logice convenţionale necesare pentru modelarea aceleiaşi funcţii booleene. Astfel, se asigură atît posibilitatea realizării mai compacte a schemei logice, cît şi un timp de răspuns mai redus (datorită reducerii numărului de niveluri al schemei).

Principalele probleme nerezolvate pînă în prezent în teoria circuitelor cu prag sînt următoarele :

1. sinteza operativă şi economică a CP pentru modelare funcţiilor booleene realizabile, avînd $n > 7$;

2. sinteza structurilor în două niveluri CP—CP de scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri :

3. sinteza operativă şi economică a CMP pentru modelarea funcţiilor booleene nesimetrice ;

4. utilizarea raţională a valorilor indiferente ale funcţiei booleene la sinteza CMP pentru modelarea funcţiilor booleene incomplet definite ;

5. descompunerea optimă a funcţiilor booleene în suprapuneri de subfuncţii componente modelabile simplu prin circuite logice convenţionale sau prin circuite logice cu prag sau cu trei praguri (de tipul celui din figura 8, *a*).

BIBLIOGRAFIE

[1] Dertouzos, M. *Threshold logic : a synthesis approach.* M. I. T. Press, 1965.

[2] Sze Tsen Hu. *Threshold logic,* Univ. of. Calif. Press, 1965.

[3] Winder, R. O. *Enumeration of seven-argument threshold functions.* În : IEEE trans. on electronic computers, iun 1965, p. 315—326.

[4] Sheng, C. L. *A graphical interpretation of realization of symetric Boolean functions with threshold logic elements.* În : IEEE trans. on electronic computers, febr 1965, p. 8—18.

[5] Kashyap, R. L. *Synthesis of switching functions by threshold elements.* În : IEEE trans. on electronic computers, aug 1966, p. 619—628.

[6] Arango, H., Pascual, M., Valentinuzzi M. E., Santos, J. *Threshold implementation o ternary systems.* În: IEEE trans. on electronic computers, aug 1966, p. 661—662.

[7] Butakov, E. A. *Sintez optimalnîh odnoreadnîh setei na porogovîh elementah.* În : Avt. i telemeh., nr. 7, 1967, p. 106—111.

[8] Haring, D. R. *Multi-threshold threshold elements.* În : IEEE trans. on electronic computers, febr 1966, p. 45—66.

[9] Haring, D. R., *Multi-threshold building blocks.* În : IEEE trans. on electronic computers, aug 1966, p. 662—664.

[10] Solomov, L. A. *K sintezu dvuhporogovogo elementa.* Din : Abstraktnaia i strukturnaia teroriia releinîh ustroistv. Moscova, 1966.

[11] Necula, N. N. *An algorithm for multi-threshold threshold element synthesis.* (În curs de publicare în IEEE trans. on electronic computers.)

[12] Rosenblatt, F. *Perceptron simulation experiments.* În : PIRE, 1960, p. 301—309.

[13] Widrow, B. *Pattern recognition and adaptive control.* În : IEEE trans. on application and industry, sept 1964, p. 269—277.

[14] Coates, C. L., Lewis, P. M., *DONUT : a threshold gate computer.* În : IEEE trans. on electronic computers, iun 1964, p. 240—247.

[15] Askerov, C. I., Ghendler, M. B., Semennenko, V, A. *Dvuhporogovîi element na transfliuxore.* În : Avt. i telemeh., nr. 5, 1967, p. 166—171.

[16] Miller, R. E. *Switching theory.* Vol. 1 : *Combinational circuits.* New York, Wiley, 1965.

Ing. VL. CUPERMAN

Determinarea frecvenţei de eşantionare în conversiunea analog-numerică pe baza erorilor de interpolare

În conformitate cu teorema eşantionării, un semnal $s(t)$, limitat în domeniul frecvenţă la frecvenţa $f_M = \frac{\omega_M}{2\pi}$, poate fi reconstituit pe baza eşantioanelor sale din domeniul timp luate cu o frecvenţă de eşantionare $f_e \geqslant 2f_M$. Reconstituirea se face pe baza formulei de interpolare în domeniul timp [1]:

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} s\left(\frac{n}{f_e}\right) \frac{\sin \pi f_e \left(t - \frac{n}{f_e}\right)}{\pi f_e \left(t - \frac{n}{f_e}\right)}. \qquad (1)$$

Frecvenţa de eşantionare se poate reduce la jumătate dacă în punctele de eşantionare se cunoaşte semnalul şi prima lui derivată, la o treime dacă se cunoaşte şi derivata de ordinul doi etc.

Semnalul $s(t)$ poate fi un semnal determinist cu energie finită şi în acest caz condiţia de limitare a spectrului se pune asupra densităţii spectrale: $S(\omega) = 0$ pentru $|\omega| > \omega_M$, sau poate fi o realizare a unui proces aleator staţionar, condiţia de limitare punîndu-se asupra densităţii spectrale de putere a procesului: $p(\omega) = 0$ pentru $|\omega| > \omega_M$.

Dacă $s(t)$ conţine componente periodice, perioada lor nu trebuie să fie un multiplu al perioadei de eşantionare, în caz contrar suma (1) fiind divergentă.

În enunţul teoremei eşantionării se presupune că semnalul nu are componente spectrale nenule cu frecvenţa mai mare decît o frecvenţă dată f_M. În cazurile practice, semnalele sînt limitate în domeniul timp şi nelimitate în domeniul frecvenţă, limitarea spectrului putîndu-se face pe baza unui criteriu, prin cuprinderea în spectru numai a acelor componente care sînt considerate reprezentative pentru semnal din punctul de vedere al criteriului ales (de exemplu, spectrul poate fi limitat pentru a cuprinde 99% din puterea semnalului). Ca urmare, există componente spectrale nenule cu $f > f_M$ (bineînţeles, de obicei cu densitate spectrală mult mai mică decît a celor cu $f \leqslant f_M$) şi, o dată cu criteriul de limitare a spectrului, trebuie analizat şi efectul perturbator al acestor componente.

În cazul conversiunii analog-numerice, la creşterea frecvenţei de eşantionare se complică şi se scumpeşte convertorul analog-numeric şi creşte lărgimea de bandă necesară sau timpul de transmitere. Problema este esenţială la sistemele de transmisiune cu diviziune în timp care vehiculează cantităţi importante de informaţie, de exemplu în sistemele telemecanice (în care conversiunea analog-numerică este folosită pentru telemăsura şi telereglarea numerică). Ca urmare, este util să se găsească metode prin care să se obţină, pentru o deformare (perturbare) dată a semnalului, o frecvenţă de eşantionare cît mai mică, comparîndu-se complicarea rezultată a părţii de prelucrare a informaţiei cu neajunsurile legate de creşterea frecvenţei de eşantionare.

Trecerea semnalului printr-un filtru de tip „trece jos", care să elimine componentele nedorite înainte de eşantionare, nu rezolvă principial problema, deoarece pentru a limita riguros spectrul la f_M, filtrul ar trebui să aibă atenuarea infinită într-o bandă de frecvenţe şi deci, conform cu criteriul Paley-Wiener, nu ar fi realizabil. Evident, filtrul „trece jos" poate micşora efectul perturbator al componentelor cu $f > f_M$, dar nu poate să elimine complet aceste componente.

În cazul utilizării conversiunii analog-numerice pentru realizarea de transmisiuni telefonice prin modulaţie de impulsuri în cod (MIC), frecvenţa f_M se alege de ordinul a cîţiva kilohertzi, ceea ce permite realizarea practică a unor filtre cu pantă abruptă şi atenuarea mare în banda de oprire. Ca urmare, efectul perturbator al componentelor cu $f > f_M$ este redus şi de multe ori poate fi neglijat în raport cu alte tipuri de perturbaţii existente în MIC, cum ar fi zgomotul de cuantizare, distorsiunile datorite filtrării imperfecte, zgomotele datorite erorilor analogice, distorsiunile de apertură etc. [2].

În cazul telemăsurii numerice, telereglării numerice şi al controlului centralizat, frecvenţa f_M este determinată de viteza de variaţie a parametrilor procesului controlat, fiind de multe ori de ordinul a cîţiva hertzi sau fracţiuni de hertz. Filtrarea este realizată în majoritatea cazurilor de către traductoare, circuitele de filtrare fiind de tip RC, cu o pantă redusă a atenuării. Deci, efectul perturbator al componentelor cu $f > f_M$ nu poate fi neglijat dacă nu se alege o valoare excesiv de mare pentru frecvenţa de eşantionare.

Aprecierea efectului perturbator al componentelor cu $f > f_M$ poate fi făcută în domeniul frecvenţă pe baza calculului puterii componentelor perturbatoare (zgomotul de eşantionare) sau în domeniul timp pe baza calculului erorilor rezultate (maxime, medii pătratice etc.) la interpolare.

Criteriul de limitare al spectrului poate rezulta din compararea erorii de interpolare (zgomotului de eşantionare) cu alte tipuri de erori (perturbaţii) care intervin în conversiunea analog-

numerică. O dată ce acest criteriu este stabilit, rezultă metode de calcul al frecvenţei de eşantionare pentru o eroare de interpolare dată.

1. Aprecierea efectului perturbator în domeniul frecvenţă (zgomotul de eşantionare)

În [3] se propune următorul criteriu pentru determinarea frecvenţei de eşantionare : se determină frecvenţa f_M în aşa fel, încît puterea componentelor cu $f > f_M$ să fie egală cu puterea de zgomot a unei cuantizări în nivel cu cuanta qK (q este mărimea cuantei convertorului analog-numeric, iar K — o constantă care determină raportul dintre zgomotul de eşantionare şi zgomotul de cuantizare).

Puterea de zgomot datorită unei cuantizări în nivel cu cuanta qK este [1] :

$$P_q = \frac{K^2 q^2}{12},$$

iar ecuaţia pentru determinarea lui f_M :

$$\int_{|\omega| > \omega_M} p(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega = \frac{K^2 q^2}{12}, \qquad (2)$$

unde $p(\omega)$ este densitatea spectrală de putere a procesului aleator, iar $H(\omega)$ — funcţia de transfer a filtrului „trece jos" utilizat pentru limitarea benzii. Din (2) se poate determina ω_M şi deci $\omega_e = 2\omega_M$.

În cazul important, din punct de vedere practic, în care filtrul este un circuit RC cu $|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}$, unde $x = \omega RC$, iar $p(\omega) = \frac{N_0}{2} =$ = const. în toată banda, (2) devine :

$$\omega_M = \frac{1}{RC} tg \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{K^2 q^2}{6\pi N_0} \right). \qquad (3)$$

Dacă se notează cu m numărul de cuante al convertorului analog-numeric (deci mq este valoarea de vîrf a semnalului) şi se presupune că valorile instantanee sînt uniform distribuite în intervalul $0 - mq$, se poate scrie puterea medie a semnalului la ieşirea din filtru :

$$P = \frac{N_0}{2}\pi = \frac{1}{mq}\int_0^{mq} x^2 dx = \frac{m^2 q^2}{3}. \qquad (4)$$

Introducînd (4) în (3), se obţine :

$$\omega_M = \frac{1}{RC} tg \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{K^2}{4m^2} \right). \qquad (5)$$

Pentru $\frac{4m^2}{K^2} \gg 1$ se obţine : $\omega_M \cong \frac{4m^2}{K^2 RC}$ (5')

şi deci : $\omega_e \simeq \frac{8m^2}{K^2 RC}$. (5'')

Aşa cum se arată în [8], această relaţie duce la valori foarte ridicate pentru frecvenţa de eşantionare. De exemplu, pentru valorile curente : $RC = 1$ s, $K = 1$, $m = 256$, se obţine $f_e \cong 83$ kHz. Rezultă că în cazurile practice trebuie acceptat un zgomot de eşantionare substanţial mai mare decît zgomotul de cuantizare.

2. Eroarea de interpolare

Fie $s(t)$ un semnal determinist, $s\left(\frac{n}{f_e}\right)$ valorile sale în punctele de eşantionare şi :

$$s_r(t) = \sum_n s\left(\frac{n}{f_e}\right) F_n(t) \qquad (6)$$

expresia semnalului interpolat $s_r(t)$, cu funcţiile de interpolare $F_n(t)$. Se defineşte eroarea de interpolare e_i prin relaţia :

$$e_i = max|s(t) - s_r(t)|. \qquad (7)$$

Dacă $f_e \geqslant 2f_M$ şi $s(\omega) = 0$ pentru $|\omega| > \omega_M$, forma optimă a funcţiilor de interpolare este cea din relaţia (1), şi dacă însumarea se face de la $-\infty$ la $+\infty$, eroarea de interpolare definită în (7) este nulă.

Dacă există componente spectrale nenule pentru $f > f_M$, forma optimă a funcţiilor de interpolare depinde de $s(t)$ şi eroarea de interpolare poate fi calculată pentru diferite funcţii $F_n(t)$. Astfel în [4] se calculează eroarea de interpolare în cazul interpolării liniare, iar în [5], în cazul interpolării cu sume de funcţii sinusoidale. În cele ce urmează, în paragraful 3, se va calcula eroarea de interpolare pentru interpolarea prin polinoame de ordin n, regăsindu-se ca un caz particular ($n = 1$) relaţiile din [4]. Eroarea de interpolare, pentru o formă dată a funcţiilor, este funcţie de frecvenţa de eşantionare, care poate fi astfel determinată din condiţia ca eroarea de interpolare să nu depăşească o valoare impusă.

Trebuie observat că, în cazul unei transmisiuni cu MIC, erorile care afectează valorile semnalului în punctele de eşantionare nu depind de frecvenţa de eşantionare [1] şi, ca urmare, eroarea de interpolare, calculată în ipoteza că valorile din punctele de eşantionare se transmit fără eroare, caracterizează complet efectul perturbator al componentelor cu $f > \frac{1}{2} f_e$, ca şi efectul alegerii neoptimale a funcţiilor $F_n(t)$.

Pentru cazul semnalelor aleatoare [6], fie $\xi^{(k)}(t)$ o realizare a unui proces staţionar şi ergodic şi $x_i^{(k)}$ — valorile realizării în punctele de eşantionare t_i. Se defineşte ca eroare medie pătratică de interpolare :

$$\overline{e_i^2} = \overline{\frac{1}{\Delta t}\int_{t_i}^{t_{i+1}} [\xi^{(k)}(t) - \eta^{(k)}(t)]^2 dt}, \qquad (8)$$

unde $\eta^{(k)}(t) = \sum_i x_i^{(k)} f_i(t)$. În [6] se demonstrează că funcţiile de interpolare $f_i(t)$ pot fi alese pentru a minimiza (8) şi în acest caz forma lor

depinde de funcţia de autocorelaţie a procesului. Dacă $t_{i+1} - t_i = \frac{\pi}{\omega_M}$, forma optimă a funcţiilor de interpolare este $\frac{\sin z}{z}$ şi se ajunge la o formulă de interpolare analogă cu (1).

3. Interpolarea prin polinoame de ordin n

Fie $s^*(t)$ semnalul eşantionat corespunzător lui $s(t)$:

$$s^*(t) = s(t) \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{n}{f_e}\right) = \sum_{-\infty}^{+\infty} s\left(\frac{n}{f_e}\right) \delta\left(t - \frac{n}{f_e}\right),$$

unde $\delta(t)$ este funcţia impuls a lui Dirac. Dacă $s^*(t)$ este trecută printr-un filtru „trece jos" ideal cu frecvenţa de tăiere $f_e/2$, la ieşirea filtrului se obţine reconstituirea lui $s(t)$ din eşantioanele sale $s\left(\frac{n}{f_e}\right)$ prin interpolare cu funcţii de tipul $\frac{\sin z}{z}$ [1]. Ca urmare, interpolarea cu funcţii $\frac{\sin z}{z}$ (funcţii eşantion) este obţinută prin mijloace relativ simple în cazul încare semnalul eşantionat se prelucrează prin metode analogice.

Dacă eşantioanele semnalului sînt înregistrate şi prelucrate numeric, interpolarea polinomială poate fi realizată cu mijloace mai simple decît alte tipuri de interpolări. În [4], [8] se arată că, pentru o gamă largă de semnale $s(t)$, interpolarea liniară permite utilizarea unor frecvenţe de eşantionare mai coborîte decît interpolarea cu funcţii eşantion.

Dacă interpolarea se face cu un polinom Newton descendent [9] de ordinul n, eroarea de interpolare este:

$$e_i < |(t - t_1)(t - t_1 - T) \ldots (t - t_1 - nT)| \frac{M_{n+1}}{(n+1)!}, \tag{9}$$

unde $T = \frac{1}{f_e}$, t_1 şi $t_2 = t_1 + nT$ sînt limitele intervalului de interpolare, iar M_{n+1} este limita superioară a derivatei de ordinul $n+1$ a semnalului $s(t)$ în intervalul $t_1 - t_2$:

$$M_{n+1} = max \left| \frac{d^{n+1} s(t)}{dt^{n+1}} \right|. \tag{10}$$

Maximul produsului celor $n+1$ factori de forma $t - t_1 - nT$ din (9) are loc pentru $t = t_1 + \frac{nT}{2}$, dacă n este impar, şi eşantioanele se consideră dispuse simetric faţă de intervalul în care se face eşantionarea. Presupunînd n impar, introducînd în (9) $t = t_1 + \frac{nT}{2}$ şi grupînd convenabil factorii, se obţine:

$$e_i < \frac{n!}{(n+1)\left[\left(\frac{n-1}{2}\right)!\right]^2 2^{2n}} T^{n+1} M_{n+1}. \tag{11}$$

Dacă e_M este valoarea maximă admisă pentru eroarea de interpolare, din (11) rezultă relaţia pentru determinarea frecvenţei de eşantionare:

$$f_e = \sqrt[n+1]{\frac{M_{n+1}}{e_M} \frac{n!}{(n+1)\, 2^{2n} \left[\left(\frac{n-1}{2}\right)!\right]^2}}. \tag{12}$$

Pentru $n = 1$ se obţine, ca un caz particular, relaţia pentru determinarea frecvenţei de eşantionare în cazul aproximării liniare, dată în [4], [7], [8]:

$$f_e = \sqrt{\frac{M_2}{8\, e_M}}; \tag{13}$$

e_M poate fi determinat [4], [7], [8] în funcţie de eroarea datorită cuantizării de nivel printr-o relaţie de forma:

$$e_M = kq,$$

unde q este mărimea cuantei de nivel, iar k — o constantă care determină raportul erorilor (de obicei $k \leqslant 1$).

Pentru e_M şi M_{n+1} constante, f_e scade cînd n creşte. Pentru $n \to \infty$ se obţine o formulă asimptotică care indică limita la care poate fi coborîtă frecvenţa de eşantionare.

Introducînd în (12) formula lui Stirling pentru aproximarea factorialului, se obţine:

$$f_e \sim \frac{1}{2} \sqrt[n+1]{\frac{M_{n+1}}{e_M}}. \tag{14}$$

Dacă filtrarea se face cu un filtru RC cu funcţia pondere $h(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$, iar la intrarea filtrului se presupune aplicată funcţia impuls unitate (cea mai rapidă variaţie posibilă), se obţine $M_n = \frac{1}{\tau^{n+1}}$ şi, observînd că valoarea de vîrf a semnalului la ieşirea filtrului este $\frac{1}{\tau} = mq$, (14) devine:

$$f_e \sim \frac{1}{2\tau} \sqrt[n+1]{\frac{1}{e_M \tau}} = \frac{1}{2\tau} \sqrt[n+1]{\frac{m}{k}}. \tag{15}$$

În cazul aproximării liniare, introducînd în (13) $M_2 = \frac{1}{\tau^3}$, se obţine relaţia:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{m}{2k}}. \tag{16}$$

Eroarea rezultată în urma folosirii relaţiei (14) în locul relaţiei (12) este de + 29% pentru $n = 1$, + 18% pentru $n = 5$, + 12,5% pentru $n = 9$ etc.

Aplicînd relaţia (12) pentru $k = 1$, $\tau = 1$ s, $m = 256$, se obţine pentru $n = 1$, $f_e = 5{,}7$ Hz, . . . pentru $n = 3$, $f_e = 1{,}64$ Hz, iar pentru $n \to \infty$, $f_e = 0{,}5$ Hz.

4. Concluzii

În cazul în care se ţine seamă de existenţa unor componente spectrale nenule cu frecvenţa mai mare decît jumătate din frecvenţa de eşantionare, obţinerea unei frecvenţe de eşantionare minime pentru o eroare de interpolare dată poate fi realizată prin alegerea optimală a funcţiilor de interpolare (care, pentru un semnal aleator staţionar, depind de funcţia de autocorelaţie).

S-a dedus relaţia (12) care permite calculul frecvenţei de eşantionare în cazul interpolării polinomiale. Din (12), pentru $n = 1$, rezultă relaţia cunoscută a interpolării liniare [4], [7], [8].

Relaţia asimptotică (15) permite o apreciere rapidă a performanţelor asigurate de interpolarea polinomială în cazul particular, des întîlnit în practică, în care filtrarea componentelor neinteresante din spectrul semnalului se face cu filtru RC.

Din motivele arătate la începutul articolului, modul prezentat de formulare şi rezolvare a problemei este util în special în cazul convertirii analog-numerice a unor semnale cu spectrul limitat în domeniul frecvenţelor foarte joase (fără ca valabilitatea lui să se limiteze la acest caz).

BIBLIOGRAFIE

[1] Spătaru, Al. *Teoria transmisiunii informaţiei.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[2] Papoulis, A. *Error analysis in sampling theory.* În: Proc. IEEE, nr. 7, 1966.

[3] Anisimov, B. V., Vinogradov, I.V. *K voprosu tocinosti predstavlenia neprerîvno izmeniaiuşcihsia velicin v ţifrovom kode.* Moscova, 1959.

[4] Hlistunov, V. N. *O pogreşnosti aproksimatii diskretnih metodov izmerenia.* În: Priborostroenie, nr.5, 1960.

[5] Mandelstam, M.S. *Pogreşnosti vremennovo cvantovania pri avtomaticeskom kontrole.* În: Avtomatika i telemehanika, nr. 6, 1961.

[6] Velicikin, A. I. *Interpoliaţia neprerîvnih soobşcenii pri diskretnoi peredace.* În: Elektrosviazi, nr. 3,1962.

[7] Drozdov, E.A. Piatibratov, P.A. *Avtomaticeskoe preobrazovanie i kodirovanie informaţii.* Moscova, 1964.

[8] Gitis, E. I. *Preobrazovateli informaţii dlia elektronih ţifrovih vicislitelnih ustroistv.* Moscova, 1961.

[9] Agnot, A. *Compléments de mathématiques.* Paris, 1957 (tradus Bucureşti, Ed. tehnică, 1965).

Ing. S. DUMITRESCU

Dispozitive de investigare radiometrică a găurilor de sondă de mare adîncime

O dată cu creşterea adîncimii medii a forajului, problemele investigării geofizice în general şi ale metodelor de carotaj radioactiv în special capătă aspecte noi, impunînd aparaturii destinate culegerii de informaţii din gaura de sondă o serie de condiţii deosebit de grele atît din punct de vedere constructiv cît şi funcţional.

În condiţiile găurilor de mare adîncime (pînă la 7 000 m), aparatura care urmează să fie lansată în gaura de sondă trebuie să satisfacă următoarele cerinţe specifice măsurărilor radiometrice :

— să asigure o etanşare eficientă la presiuni pînă la 1 000 — 1 500 kgf/cm²;

— să aibă o funcţionare sigură în condiţiile unor temperaturi de 180—200°C;

— să fie suficient de robustă, pentru ca buna sa funcţionare să nu fie afectată de trepidaţii, loviri de pereţii găurii de sondă etc.;

— construcţia dispozitivului de sondă să asigure o asamblare rapidă a părţilor componente în condiţii de lucru la sondă, precum şi posibilitatea unei plasări rapide şi uşoare a sursei de radiaţii la distanţa dorită;

— gabaritul şi construcţia dispozitivului de sondă să asigure posibilitatea lansării prin coloane tubate de 4 1/2″, precum şi transportul lor cu maşinile staţiei laborator;

— construcţia şi plasarea grupului detector de radiaţii în dispozitivul de sondă trebuie astfel realizat încît indicaţiile sale să nu fie afectate de rotirea acestuia în gaura de sondă în jurul axei proprii;

— alegerea tipului de detectoare şi a schemei electronice trebuie să asigure liniaritatea caracteristicii de lucru, adică indicaţiile să fie proporţionale cu intensitatea radiaţiei măsurate într-o zonă largă a domeniului de măsură;

— indicaţiile dispozitivului să nu varieze în timp şi să nu fie influenţate de fluctuaţiile tensiunii de alimentare;

— cantitatea şi calitatea informaţiilor culese de dispozitivele lansate în gaura de sondă

să nu fie afectate de variaţia parametrilor electrici ai cablului utilizat.

În cadrul I.P.C.U.P. au fost efectuate de către autor o serie de lucrări experimentale avînd drept scop realizarea unei aparaturi radiometrice destinate investigării găurilor de sondă cu adîncimi de pînă la 7 000 m.

Lucrările au adus la realizarea unei astfel de aparaturi în două variante :

a) un dispozitiv de carotaj radioactiv lucrînd cu detectoare Geiger-Müller cu două canale, echipat cu tuburi electronice, destinat investigării găurilor de sondă cu temperaturi ridicate de maximum 200°C, denumit pe scurt D-GM-200-2 ;

b) un dispozitiv de carotaj radioactiv cu detectoare GM cu două canale, transistorizat, destinat funcţionării în condiţiile unor găuri de sondă cu temperaturi maxime de fund de 150°C, denumit pe scurt D-GM-150-2.

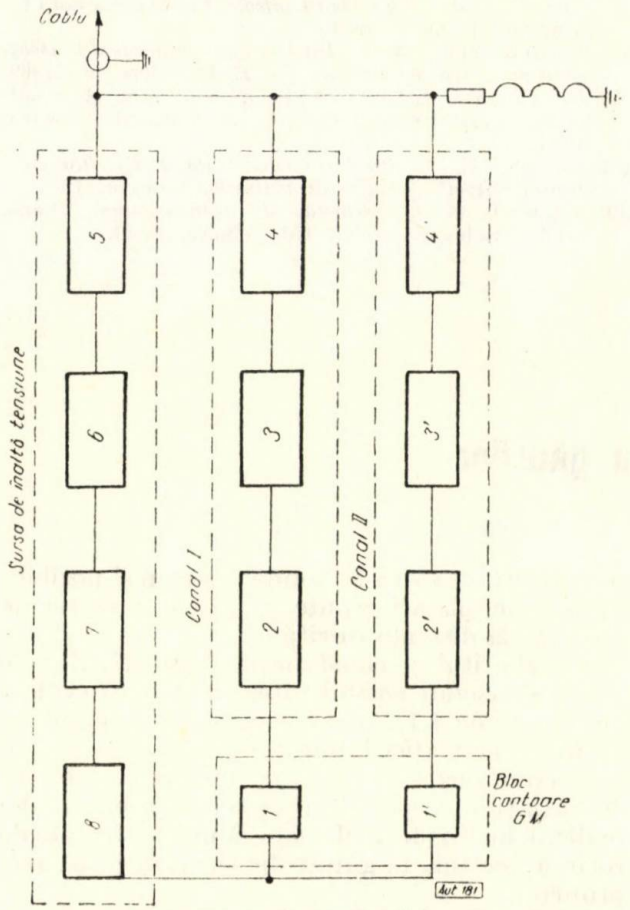


Fig. 1

În figura 1 se prezintă schema-bloc a dispozitivului de carotaj radicactiv tip D-GM-200-2, unde semnificaţia blocurilor este următoarea :

1—1' — blocurile detectoare de radiaţii ale celor două canale ;

2—2' — etajul de intrare avînd rolul de a asigura o impedanţă de sarcină suficient de mare pentru detector şi o polaritate convenabilă etajului următor ;

3—3' — circuite de formare a impulsurilor ;

4—4' — etaje de ieşire ;

5 — filtru „trece jos" pentru a împiedica tensiunea de joasă frecvenţă produsă în circuitul anodic al convertorului *6* să ajungă la ieşire pe cablu, suprapunîndu-se peste semnalul util ;

6 — redresorul de înaltă tensiune în montaj dublor ;

7 — circuitul de filtraj şi stabilizare al înaltei tensiuni.

Schema-bloc a dispozitivului transistorizat D-GM-150-2 nu diferă de cea prezentată mai sus decît prin faptul că între etajul de intrare (*2—2'*) şi circuitul de formare (*3—3'*) s-a introdus un circuit suplimentar de divizare a numărului de impulsuri, cu ajutorul unui circuit bistabil. Prin aceasta se uşurează condiţiile de lucru ale etajului de ieşire, existînd posibilitatea transmiterii prin cablu la suprafaţă a unor impulsuri de durată mai mare la aceeaşi eficienţă a detectoarelor de radiaţii.

Descrierea schemei de principiu a dispozitivului de carotaj radioactiv tip D—GM—200—2

În figura 2 se prezintă schema de principiu a dispozitivului de carotaj radioactiv tip D-GM-200-2.

Impulsurile de polaritate negativă, cu durata de circa 50 μs şi amplitudinile de 3—5 V, sînt amplificate şi inversate ca polaritate de tubul T_{1a} (T_{3a}). Circuitul basculant monostabil serveşte ca circuit de formare, asigurînd la ieşire impulsuri cu o durată şi o amplitudine stabilă, ceea ce permite transmiterea lor prin etajul de ieşire, pe cablu cu minimum de distorsiuni.

Circuitul de formare realizat cu T_2 (T_4) asigură o durată de circa 100 μs pentru canalul Gamma şi de circa 80 μs pentru canalul Neutron-Gamma.

Amplitudinea impulsurilor culese din anoda T_{1b}, respectiv T_{4b}, are valoarea de 50 V.

Cu ajutorul transformatorului TR_2, respectiv TR_3, coborîtor cu raport de transformare de 8 : 1 se reuşeşte realizarea unei impedanţe de ieşire, pe cablu, destul de mici ($< 50\ \Omega$), fără a recurge la un tub final cu pantă ridicată (pentru UCC85.S = 2 mA/V).

Polaritatea impulsurilor celor două canale poate fi aleasă în mod convenabil prin legarea corespunzătoare a capetelor înfăşurării celor două transformatoare.

Convertorul realizat cu T_5 în montaj de contratimp asigură o condiţie mai uşoară de oscilaţie, o formă de undă simetrică, care se pretează bine dublării tensiunii de ieşire, şi o încărcare mai redusă a tubului convertor.

O particularitate a schemei o prezintă introducerea unei căi de reacţie negativă de la anoda stabilitronului T_6, respectiv T_7, pe grilele corespunzătoare ale dublei triode a tubului T_5 (UCC85).

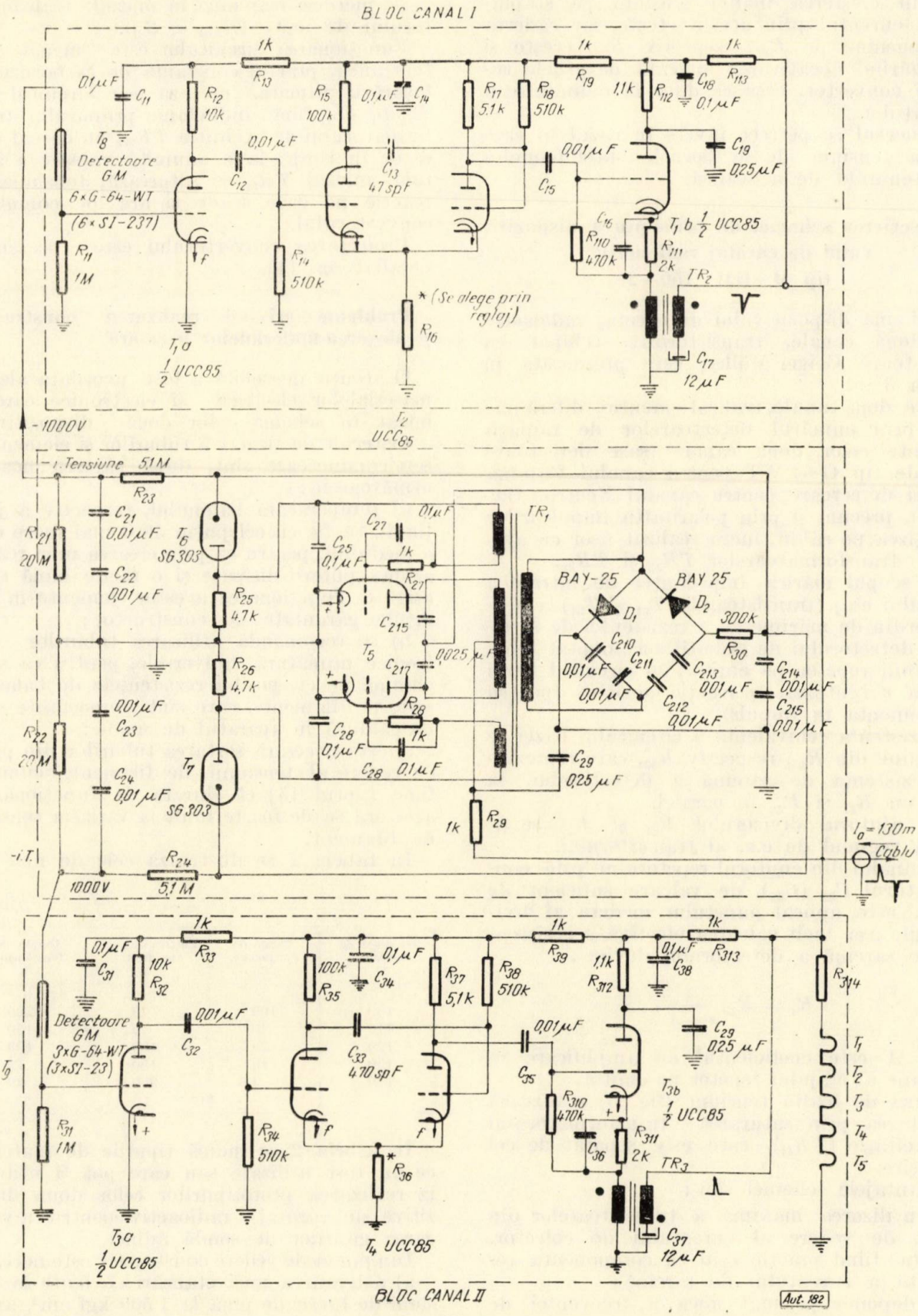

BLOC CANAL I
Detectoare GM
6×G-64-WT
(6×SI-237)
T1 a
1/2 UCC85
T1 b 1/2 UCC85
T2 UCC85
* (Se alege prin reglaj)
-1000V
-i. Tensiune
T6 SG303
T7 SG303
T5
BAY-25
BAY 25
D1
D2
TR1
TR2
TR3
Io=130m
Cablu
-i.T.
1000V
Detectoare GM
3×G-64-WT
(3×SI-23)
T3 a
1/2 UCC85
T3b
1/2 UCC85
T4 UCC85
BLOC CANAL II
Aut. 182

Fig. 2

Prin creşterea înaltei tensiuni pe stabilitron, curentul prin acesta creşte, iar căderea de tensiune pe R_{25}, respectiv R_{26}, creşte şi ea mărind negativarea aplicată pe grilele tubului convertor, ceea ce duce la o limitare a oscilaţiilor.

Procesul se petrece invers în cazul în care înalta tensiune de la bornele stabilitronului are tendinţa de a scădea.

Descrierea schemei de principiu a dispozitivului de carotaj radioactiv tip D—GM—150—2

Schema dispozitivului de carotaj radioactiv cu două canale, transistorizat, echipat cu detectoare Geiger-Müller, este prezentată în figura 3.

Cele două canale, realizate identic, diferă numai prin numărul detectoarelor de radiaţii aferente celor două canale (şase detectoare GM de tip G-64-WT pentru canalul Gamma şi trei detectoare pentru canalul Neutron-Gamma), precum şi prin polaritatea impulsurilor la ieşirea pe cablu, lucru realizat uşor cu ajutorul transformatoarelor TR_{22} şi TR_{32}.

În scopul măririi impedanţei de intrare a primului etaj (transistoarele T_{21} şi T_{31}) la acelaşi ordin de mărime cu a rezistenţei de sarcină a detectorului de radiaţii s-a adoptat schema unui repetor pe emitor, în circuitul bazei căruia s-a utilizat o reacţie pozitivă (pentru componenta în impuls).

Rezistenţa echivalentă a circuitului bazei se compune din R_{23}, respectiv R_{33}, care reprezintă rezistenţa de sarcină a detectorului, în serie cu R_{21} şi R_{22} în paralel.

Cu ajutorul divizorului R_{21} şi R_{22} se fixează regimul de c.c. al tranzistorului.

Semnalul din emitorul repetorului prin condensatorul C_{22} (C_{32}), de valoare suficient de mare, este aplicat punctului median al divizorului, aşa încît valoarea efectivă a rezistenţei de sarcină a detectorului devine :

$$R_s = R_{23} \frac{1}{1 - A},$$

unde A este coeficientul de amplificare în tensiune al etajului repetor pe emitor.

Sursa de înaltă tensiune (fig. 3) realizează comutarea prin saturarea transformatorului de excitaţie (TR_{11}), care este separat de cel de ieşire.

Avantajele schemei sînt :

— utilizarea maximă a transistoarelor din punct de vedere al curentului de colector, aceasta fiind practic egal cu componenta reflectată a curentului de sarcină ;

— dependenţa mai mică a frecvenţei de sarcină ;

— randament mai bun la sarcini reduse ;

— pierderi mai mici în miezul transformatorului de ieşire ($B_{max} < B_M$).

Funcţionarea circuitului este următoarea : tensiunea, practic constantă de la bornele înfăşurării primare, creează prin circuitul serie R_{11} L_{11} (L_{11} fiind inductanţa primarului transformatorului de excitaţie TR_{11}) un curent crescător în timp ; la o anumită valoare a acestuia, miezul TR_{11} se saturează, tensiunea de reacţie pe baze scade şi are loc comutarea convertorului.

Proiectarea convertorului este prezentată detaliat în [4].

Probleme privind realizarea constructivă şi alegerea materialelor necesare

O atenţie deosebită a fost acordată alegerii materialelor electrice şi electronice care au intrat în schema celor două dispozitive.

Criteriile de alegere a tuburilor şi elementelor semiconductoare sînt, după părerea noastră, următoarele :

a) temperatura balonului, respectiv a joncţiunii, să fie cu cel puţin 50°C mai mare decît a mediului, pentru ca prin crearea unei rezerve asupra puterii disipate şi o răcire bună să se asigure funcţionarea acestor elemente în condiţiile garantate de constructor ;

b) se recomandă utilizarea tuburilor electronice miniatură, universale, pentru ca să se elimine pe cît posibil rezistenţele de balast în serie pe filamente, care sînt importante surse de căldură în aparatul de sondă ;

c) este necesară sortarea tuburilor din punct de vedere al tensiunii de filament, cunoscut fiind faptul [5] că durata de funcţionare a acestora scade foarte mult la variaţia tensiunii de filament.

În tabela 1 se ilustrează cele de mai sus.

Tabela 1

Tensiunea de încălzire, %	Durata de funcţionare, %	Puterea disipată pe anod, %	Durata de funcţionare, %
100	100	0	200
110	40	50	150
120	20	100	100
130	10	150	75
140	4,5	200	40

În tabela 2 se indică tipurile de materiale ce au fost utilizate sau care pot fi utilizate la realizarea prototipurilor celor două dispozitive de carotaj radioactiv pentru investigarea găurilor de sondă adînci.

Din punct de vedere constructiv este necesar :

a) asigurarea unei etanşări eficiente la presiuni de lucru de pînă la 1 500 kgf/cm², avînd în vedere faptul că spaţiul disponibil, la stadiul actual de dezvoltare a tehnologiei de

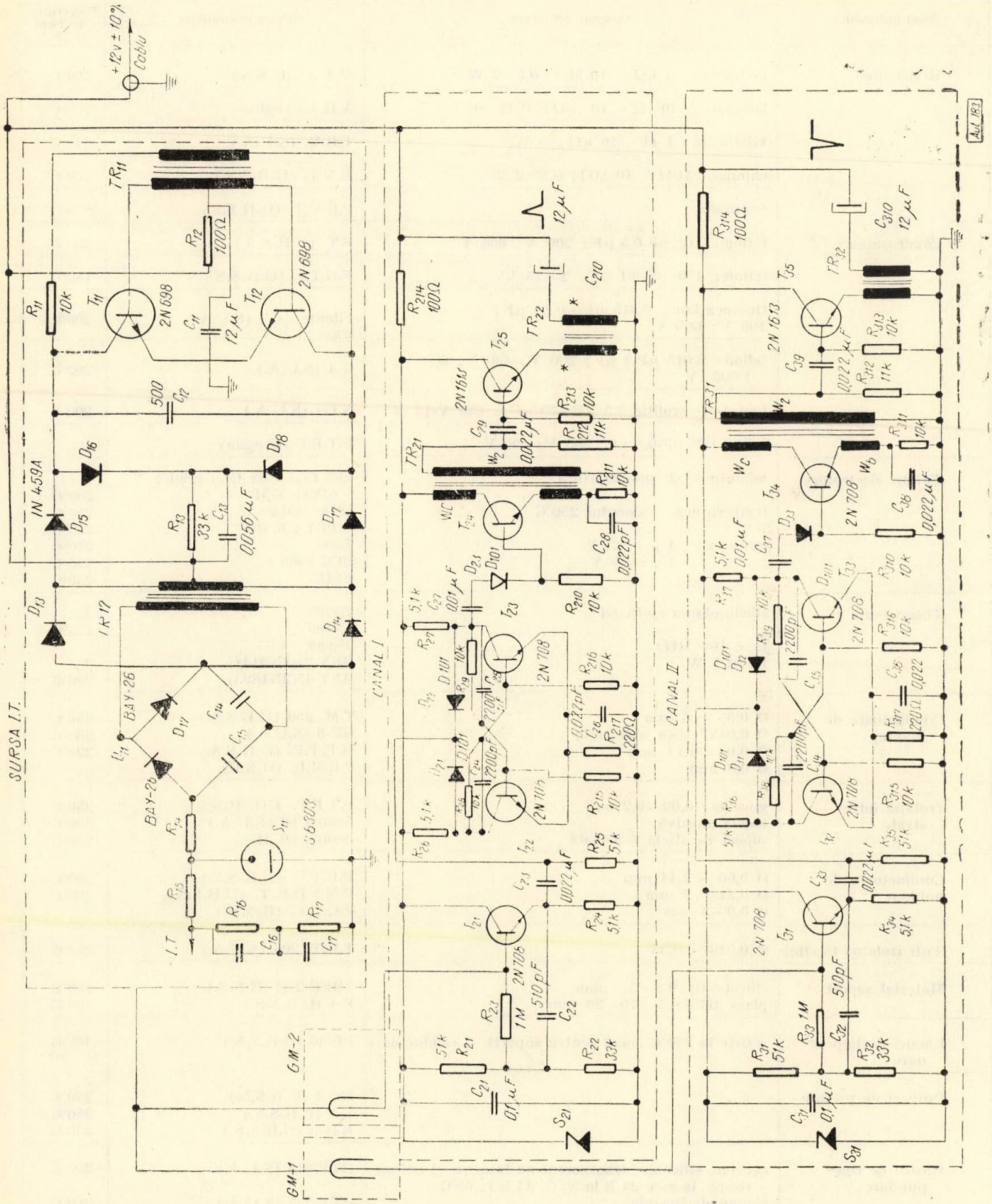

SURSA I.T.
CANAL I
CANAL II
GM-1
GM-2
+12V ± 10%
Cablu
2N 698
2N 708
2N 1613
IN 459A
BAY-26
Aut. 183

Fig. 3

Tabela 2

Tipul materialului	Caracteristici tehnice	Tipuri recomandate	Temperatura de lucru
Rezistenţe	metalizate: 1 kΩ — 10 MΩ; 0,5—2 W	M.T. (U.R.S.S.)	200°C
	bobinate: 10 Ω — 10 kΩ; 0,25 W	A.H.4 (Anglia)	200°C
	vitrificate: 1 Ω — 10 kΩ; 5 W	T.R.V. (S.U.A.)	340°C
	chimice: 10Ω — 10 MΩ; 0,5—2 W	M.V.T. (U.R.S.S.)	300°C
	bobinate	P.E.V.T. (U.R.S.S.)	450°C
Condensatoare	teflon: 510 pF-0,5 μF; 200 V; 600 V	F.T. (U.R.S.S.)	200°C
	teflon: 470 pF-0,1 μF; 2—15 kV	F.G.T.I. (U.R.S.S.)	180°C
	fluorocarbon: 0,015 μF—0,15 μF; 200 V; 600 V	Filmite „G" (S.U.A).	200°C
	teflon: 0,015 μF-1 μF; 200 V; 400 V; 600 V; 1 000 V	C 4 (S.U.A.)	200°C
	tantal electrolitic 3,5 μF-120 μF; 630 V-18 V	XTH (S.U.A.)	200°C
	teflon 100 pF-0,5 μF; 200 V; 600 V	P.T.F.E. (Anglia)	
Tuburi electronice	miniatură şi subminiatură	E85 CC; E88 CC; E80F; 6189; 5751	200°C
	temperatura balonului 250°C	5814; 5915	250°C
		12PI7L; 6 PIP	250°C
	nuvistor: $U_f = 6{,}3$ V	7586	250°C
	$U_a = 90$ V	ECC 2000	250°C
		E84L	250°C
Transistoare	siliciu-planar-epitaxial	2N708	T_J
		2N709	175°C
	fα < 100 MHz	2N698	
	Pd ≈ 1 W	BFY-21(2N914)	T_J
		BFY-45(2N1893)	200°C
Conductoare de montaj	Ø 0,35 — 6 mm	T.M. 250 (U.R.S.S.)	250°C
	Ø 0,055" (liţă argintată)	EE-8 (S.U.A.)	260°C
	Ø 0,07 : 0,14 mm	M.E.T.F. (U.R.S.S.)	220°C
	Ø 0,8 mm	F.C.M.E. (R.S.R)	
Izolaţie între strate	grosime: 0,02—0,2 mm	P.T.F.F. 4 (U.R.S.S.)	250°C
	bandă adezivă	Scotch 69 (S.U.A.)	200°C
	suport de sticlă siliconată	Scotch 60 3L	250°C
Conductoare de bobinaj	Ø 0,06 — 2,44 mm	P.E.T.V. (U.R.S.S.)	200°C
	Ø 0,31 — 2 mm	P.N.S.D.K.T. (U.R.S.S.)	300°C
	Ø 0,9—3 mm	F.C.M.E. (R.S.R.)	
Tub izolator flexibil	Ø 0,012"—0,33".	T.E.T. 200 (S.U.A.)	250°C
Material suport	silicotextil 0,5—3,5 mm	SBFE-2 (U.R.S.S.)	200°C
	placă teflon 5—10—20 mm	F-4 (U.R.S.S.)	200°C
Lacuri de impregnare	rezistă la 200°C email pentru suporţi şi conductoare	PF-80 (U.R.S.S.)	400°C
Pulberi de presare	—	AG-4 (U.R.S.S.)	280°C
		F-4 (U.R.S.S.)	250°C
		K41-5 (U.R.S.S.)	250°C
Răşini de compundare	cauciuc siliconic transparent cu întărire şi polimerizare la rece 24 h la 20°C, 44 h la 65°C	RTV-615 (S.U.A.)	200°C
	compund siliconic	RTV-732 (S.U.A.)	260°C
	culoare albă	Silicaset 151 (Franţa)	250°C
	viscozitate 2 500 P; vulcanizare rece		

fabricaţie a schemelor electronice cu elemente discrete, nu poate fi micşorat prea mult. Se impune utilizarea unor oţeluri speciale cu $\sigma_r > 100$ kgf/mm²;

b) fixarea cu ajutorul suporţilor elastici, utilizarea lacurilor şi a răşinilor de compundare, în scopul protejării elementelor schemei împotriva şocurilor şi vibraţiilor provocate de lovirea aparatului de pereţii găurii de sondă;

c) fixarea terminalelor elementelor pe suporţi rigizi, prin matisare şi lipire cu aliaje rezistente la temperaturi de cel puţin 200°C;

d) trebuie să se ia măsuri privind distribuirea uniformă a surselor de căldură în corpul aparatului, evitîndu-se apariţia zonelor de supraîncălzire, în special la dispozitivele de carotaj radioactiv realizate cu tuburi electronice.

Rezultate experimentale

Experimentările montajelor dispozitivelor D-GM-200-2 şi D-GM-150-1 în condiţii de termostat au arătat că montajele realizate au avut o comportare de lungă durată foarte bună, măsurîndu-se următoarele valori:

— curentul de alimentare al dispozitivului de sondă, prin cablu de 7 000 m, este de 150 mA ± 10 mA;

— tensiunea de alimentare la bornele dispozitivului de sondă: 160 V;

— amplitudinea impulsurilor la ieşirea pe cablu de 7 000 m (egale pentru cele două canale): 3 V;

— polaritatea canalului G pozitivă, şi negativă pentru canalul N-G;

— durata impulsurilor, pe cablu de 7 000 m, egală cu 120 μs;

— temperatura de lucru al montajului D-GM-200-2: 200°C ± 5°C;

— contoare utilizate: SI-23G.

În tot cursul celor opt ore de probă, montajul a funcţionat în cele mai bune condiţii.

Experimentările efectuate la termostat asupra dispozitivului D-GM-150-2 la o temperatură de 150°C au dat valorile:

— curentul continuu de alimentare al dispozitivului de sondă: 40 mA ± 2 mA;

— tensiunea de alimentare la bornele dispozitivului de sondă: 15 V;

— polaritatea impulsurilor: pozitivă pentru un canal şi negativă pentru celălalt;

— durata impulsurilor: 100 μs pentru cablul de 5 000 m;

— amplitudinea impulsurilor (egale pentru cele două canale): 2 V;

— rezistenţa de ieşire pe cablu a unui canal: 25 Ω;

— detectoare utilizate: G-64-WT;

— curentul absorbit de un canal: 6 mA.

De remarcat faptul că transistoarele din ambele canale sînt în stare blocată, cu excepţia T_{23} (T_{33}) care sînt deblocate numai în momentul sosirii impulsurilor produse de detectoarele de radiaţii.

În [12] au fost efectuate o serie de lucrări experimentale privind comportarea la temperatură şi variaţia parametrilor diferitelor elemente care intră în componenţa schemelor, ca: tuburi electronice, stabilitron, contoare GM etc.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tănăsescu, T. *Manualul de tuburi şi circuite electronice*, vol. 3, Bucureşti, Ed. Academiei, 1959.

[2] Roginski, V.O. *Preobrazovateli toka.* Moscova, 1960.

[3] Juravlev, A.A., Mazel, K.B. *Preobrazovateli postoiannovo napriajenia na tranzistarah,* Moscova, 1960.

[4] Colectiv Felea. *Circuite cu transistoare în industrie,* vol. 1,2. Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[5] Kuharenko, N.K., Basin, Ia. N. *Modernizaţia apparaturî radioaktivnovo karotaje iadernaia gheofizika.* Moscova, 1961.

[6] Bell, T.S. *The choise and design of D.C. convertors.* În: Electronic engineering, nr. 393, 1961.

[7] Gulin, I.A. ş.a. *Novîie priborî radioaktivnovo karotaja,* Moscova, 1962.

[8] Brevet U.R.S.S., nr. 132730. *O metodă de carotaj radioactiv şi aparatura folosită în acest scop.* În: Tehnica nucleară, nr. 6, 1961.

[9] Barsukov, O.A. ş.a. *Radioaktivnîi isledovania neftianîh skvajin.* Moscova, 1958.

[10] Dumitrescu, S. *Asimilarea de echipament pentru investigarea sondelor de 4 500 — 7 000 m.* Bucureşti, arhiva I.P.C.U.P.

[11] Dumitrescu, S. *Electrode pentru carotaj radioactiv cu diametrul maxim exterior al carcaselor 80 mm, pentru temperatura de 200°C şi presiunea 1 500 atm.* Bucureşti, arhiva I.P.C.U.P.

[12] Dumitrescu, S. *Studiu tehnic privind experimentarea montajelor electronice ale electrodelor de carotaj radioactiv pentru temperaturi de 200°C.* Bucureşti, arhiva I.P.C.U.P.

Ing. ŞT. M. GÎRLAŞU

Evaluarea performanţelor aparatelor de măsurare şi automatizare

În instalaţiile tehnologice moderne se foloseşte în prezent un număr din ce în ce mai mare de aparate de măsurare, reglarea automată, semnalizare şi blocare tehnologică.

Din cauza ridicării gradului de complexitate al instalaţiilor tehnologice, cum şi din cauza condiţiilor conducerii optimale a proceselor, aparatajul de automatizare s-a dezvoltat şi s-a diversificat, astfel că în prezent pe piaţa mondială există o gamă largă de aparate care trebuie să realizeze măsurarea şi reglarea parametrilor tehnologici. Pe de altă parte, pentru acelaşi parametru există o întreagă varietate de aparate, corespunzător principiului de funcţionare şi modului de realizare al constructorilor.

Existenţa într-o unitate industrială a mai multor mărci de fabricaţie, pentru acelaşi tip de aparat, creează o serie de dificultăţi, ca aceea a asigurării aparatelor şi pieselor de rezervă şi aceea a specializării personalului de întreţinere şi reparaţii.

În acest sens se impune ca în aceeaşi unitate industrială să se evite folosirea aparatelor de fabricaţii diferite pentru acelaşi scop, fiind necesar să se stabilească utilizarea unui singur tip de fabricaţie. Prin folosirea unui singur tip de aparat se realizează următoarele avantaje :

a. specializarea personalului de reparaţii şi exploatare prin restrîngerea activităţii asupra unui număr limitat de tipuri de aparate şi deci o eficienţă mai mare a acestui personal ;

b. rezolvarea mai operativă a procurării pieselor de schimb şi a aparatelor de rezervă ;

c. economia de fonduri la reparaţii şi întreţinere.

Pentru a atinge aceste deziderate este necesar ca beneficiarul să se fixeze asupra unei anumite mărci de aparate, din mulţimea celor care sînt oferite pe piaţă, create în scopul unei anumite măsurări, semnalizări sau reglări automate.

Criteriul care stă la baza acestei alegeri trebuie să fie cel al performanţelor sale tehnice : clasă de precizie ridicată, stabilitate în funcţionare, consum redus de energie, insensibilitate la şocuri şi vibraţii, comportare bună la exploatare îndelungată, întreţinerea uşoară etc. La alegerea aparatului cel mai potrivit nevoilor beneficiarului trebuie să se cunoască modul de comportare al tuturor aparatelor de mărci diferite de un anumit tip, pentru a se putea stabili o comparaţie cu privire la performanţele sau deficienţele acestora. Din acest motiv, unii beneficiari de aparate de automatizare cu activitate mai extinsă se interesează în prealabil de calitatea aparatelor şi uneori, înainte de achiziţionare, efectuează unele operaţii de evaluare privind performanţele acestor aparate. În felul acesta s-a generat ideea evaluării performanţelor aparatajului de măsurare şi automatizare, astfel încît beneficiarul să se poată decide să achiziţioneze un aparat de o anumită marcă şi nu de alta, în vederea satisfacerii depline a cerinţelor instalaţiilor automatizate.

Studierea aparatelor în vederea evaluării performanţelor sale tehnice s-ar putea efectua într-un laborator de cercetări special amenajat, în care se pot realiza diversele condiţii tehnice prevăzute în prospectul aparatului, precum şi altele speciale, ca variaţiile de presiune barometrică, de temperatură şi umiditate relativă a mediului ambiant, variaţiile de sarcină, întreruperea alimentării energiei auxiliare, vibraţiile şi trepidaţiile, funcţionarea în mediu cu pericol de explozie, în mediu corosiv sau cu praf etc.

Evaluarea performanţelor se va putea efectua după un ghid elaborat de beneficiar, în care sînt incluse performanţele ce interesează în mod special, indicîndu-se condiţiile cele mai dezavantajoase la care trebuie să se cunoască comportarea aparatului. Ca orice lucrare de cercetare, rezultatele se vor consemna într-un buletin de încercări. Laboratorul de evaluare va acorda un calificativ, declarînd aparatul propriu sau impropriu pentru condiţiile de funcţionare şi exploatare impuse.

Pentru ca buletinele de evaluare să fie imparţiale şi competente, ar fi de dorit ca laboratoarele de evaluare să aparţină beneficiarului, care este direct interesat în cunoaşterea amănunţită a performanţelor şi deficienţelor aparatelor supuse evaluării.

În cadrul ministerelor sînt unităţi mari industriale care au laboratoare relativ bine dotate şi personal de specialitate cu practică îndelungată în repararea şi exploatarea aparatajului de măsurare şi automatizare, astfel că în cadrul acestor unităţi s-ar putea constitui colective de evaluare pe domenii sau tipuri de aparate. Activitatea acestor laboratoare, cu caracter de cercetare, ar putea fi coordonată de un institut central de cercetare, în numele căruia s-ar putea emite buletinul de încercare al fiecărui aparat supus acţiunii de evaluare.

La sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice din 16—18 octombrie 1967, organizată de Comisia de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România, în discuţiile din cadrul mesei rotunde cu tema „siguranţa în funcţionare a aparatajului de automatizare", s-a evidenţiat necesita-

tea creării unor laboratoare de evaluare a performanţelor aparatajului AMA şi în ţara noastră.

Delegaţii au dat exemple de achiziţionări de aparate din import, bazate în primul rînd pe considerente comerciale, aparate care s-au dovedit necorespunzătoare în exploatare, nejustificînd efortul valutar pentru procurarea lor, deşi prin preţul redus oferit se părea că această achiziţionare ar fi avantajoasă. De asemenea pentru omologarea aparatajului de automatizare construit în unităţile industriale din România este necesar ca această operaţie să fie efectuată în mod competent şi imparţial de un organ de stat, care să efectueze operaţiile de evaluare în vederea omologării.

Subliniem că este necesar ca laboratoarele de evaluare să fie organizate în unităţile industriale, deoarece în instalaţiile tehnologice există condiţiile reale pentru cercetarea aparatelor, pentru punerea lor în funcţiune şi urmărirea lor în proba de durată.

Pentru organizarea laboratoarelor de evaluare la întreprinderi este necesar ca anumite unităţi, la care se vor constitui colective de evaluare, să fie dotate cu aparatajul specific.

În cadrul atelierelor de reparaţii AMA şi al laboratoarelor de verificări metrologice ale unor mari unităţi industriale, cu volum mare şi variat de aparataj de măsurare şi automatizare, se poate organiza un spaţiu de circa 20—30 m² deservit de 4—6 lucrători specialişti AMA, care să execute lucrările de cercetare privind performanţele şi deficienţele aparatelor de automatizare. Un astfel de colectiv ar putea executa evaluarea aparatelor pentru un anumit tip de aparate sau pentru un domeniu de măsurare sau automatizare, astfel că în ansamblu aceste laboratoare să asigure, pe întreaga ţară, evaluarea tuturor tipurilor de aparate.

Un laborator de evaluare trebuie să fie dotat cu aparataj corespunzător, cu caracteristici tehnice superioare, pentru ca rezultatul evaluării să fie corect, şi anume :

a. aparate electrice de măsurare (compensatoare de c. c. şi c. a., voltampermetre de clasa 0,2, punţi şi potenţiometre) ;

b. aparate de măsură pneumatice (manometre) de clasa 0,1 sau 0,35 ;

c. aparataj electronic de măsurare pentru cercetare: milivoltmetre şi voltmetre electronice de c. a., digitale, generatoare de semnal acustic şi de radiofrecvenţă, osciloscoape, vobulascoape, frecvenţmetre, generatoare de impuls etc. ;

d. convertizoare pneumoelectrice şi electropneumatice, cu intrări şi ieşiri standardizate ;

e. dulap de climatizare în limitele — 15 ÷ 60°C şi umiditate relativă variabilă 30 ÷ 100%, cu racorduri electrice şi pneumatice speciale ;

f. aparataj pentru determinarea funcţiilor de transfer (transfermetre), prevăzut cu generatoare pneumatice şi electrice de impulsuri treaptă şi sinusoidale, şi aparate pentru înregistrarea sau vizualizarea caracteristicilor de transfer ;

g. instalaţie pentru producerea trepidaţiilor, cu amplitudine şi frecvenţă variabilă ;

h. surse de tensiune stabilizată şi de aer comprimat.

Pentru cunoaşterea comportării aparatului în condiţii normale se urmăresc caracteristicile aparatului înscrise în cartea sa tehnică sau prospectul însoţitor, consemnîndu-se abaterile de la aceste caracteristici.

Rezultatele evaluării vor fi trecute într-un buletin sau protocol de evaluare, care va cuprinde : descrierea aparatului cu caracteristicile tehnice din prospect, metodele şi montajele de încercare, rezultatele probelor şi calificativul acordat aparatului, inclusiv alte aprecieri cu privire la posibilităţile de utilizare a acestuia.

Buletinul de încercare sau protocolul va fi difuzat unităţilor socialiste, direcţiilor generale şi întreprinderilor de comerţ exterior.

În cadrul unităţilor va exista astfel un număr mai redus de tipuri de aparate, ceea ce va permite perfecţionarea personalului de reparaţii, verificări şi exploatare AMA, asigurînd o siguranţă mărită în funcţionare a acestui aparataj şi contribuind direct şi nemijlocit la continuitatea proceselor tehnologice automatizate. Astfel se vor realiza economii însemnate, nu numai în activitatea de reparaţii şi exploatare AMA, dar ele se vor reflecta în procesele tehnologice, prin producţii mai mari şi de bună calitate.

Cheltuielile de amenajare a laboratoarelor uzinale nu sînt relativ mari, ele putîndu-se acoperi din sumele acordate de ministerele interesate în cunoaşterea performanţelor aparatajului de măsurare şi automatizate (AMA).

Se pare că cea mai bună organizare pentru evaluarea aparatelor de automatizare este cea din Olanda, unde un grup de beneficiari de instrumente de automatizare au înfiinţat o asociaţie numită „Working Party on Instrument Behaviour" (W. I. B.), a cărei activitate este dusă sub egida Institutului olandez pentru aplicaţii ştiinţifice şi cercetare (T. N. O.), care coordonează laboratoarele W. I. B. şi le sprijină în rezolvarea unor probleme dificile care necesită cunoştinţe şi aparataj special. Rezultatele lucrărilor de evaluare elaborate de laboratoarele W. I. B. sau T. N. O. sînt consemnate într-un raport de evaluare (protocol), emis de T. N. O.

Costurile activităţii de evaluare sînt suportate din subscripţiile anuale vărsate de fiecare mem-

bru W. I. B., şi în contul acestei sume el primeşte toate evaluările emise de T. N. O.

Există posibilitatea ca un membru W. I. B. să ceară ca, pentru unul sau mai multe aparate, să-i parvină în exclusivitate protocoalele de evaluare. Fabricanţii se pot adresa la W. I. B. pentru a li se evalua aparatele şi acesta la rîndul ei poate admite evaluarea dacă este interesată în cunoaşterea aparatajului prezentat. Operaţiile de evaluare sînt imparţiale şi au caracter confidenţial.

Experienţa laboratoarelor de evaluare W.I.B. a fost apreciată şi de beneficiari de aparate din alte ţări. În Anglia s-a pus problema construirii laboratoarelor de evaluare a aparatelor, după exemplul olandez.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Dutch put instruments through the wringer.* În: Control engineering, nr. 5, 1965, p. 23.

Dr. fiz. I. SPÎNULESCU—CARNARU, ing. fiz. I. DRĂGHICI şi fiz. C. STĂNESCU

Instalaţie complexă pentru depunerea straturilor subţiri în vid

1. Introducere

În ultimii ani a început să se dezvolte în mod rapid microelectronica — etapă principial nouă a electronicii contemporane — bazată pe folosirea elementelor şi circuitelor electronice microminiaturizate. Dezvoltarea microelectronicii are loc pe mai multe direcţii principale, dintre care cele mai importante sînt următoarele două: microelectronica bazată pe circuite integrate solide, în care atît dispozitivele pasive (rezistenţe, capacităţi), dispozitivele active (diode, transistoare), cît şi circuitele respective, sînt realizate printr-o tehnică adecvată (în general de tip planar) într-o bucată de corp solid (monocristal de Si); cea de a doua direcţie — microelectronica integrată pelicular — se bazează pe folosirea exclusivă a straturilor subţiri metalice (pentru contacte — electrozi), semiconductoare (pentru substanţa activă) şi dielectrice (pentru izolatori). Prin această metodă elementele active şi pasive, cum şi circuitele peliculare, se realizează integral prin evaporare în vid.

Pentru ca peliculele obţinute să posede proprietăţi electrice şi structurale corespunzătoare obţinerii unor dispozitive cu parametri competitivi, sînt necesare condiţii tehnologice speciale, în primul rînd un vid bun (mai bun ca 10^{-5} mm col. Hg) cînd impurităţile datorite gazelor reziduale şi altor substanţe ce ar putea influenţa negativ aceste proprietăţi rămîn în cantităţi neglijabile în incinta de evaporare.

În vederea satisfacerii acestei cerinţe a fost proiectată şi construită o instalaţie complexă de obţinerea vidului înalt (pînă la 10^{-6} mm col. Hg), care posedă o bună versatilitate şi productivitate şi care permite evaporarea simultană sau succesivă a diferitelor materiale în vederea realizării dispozitivelor peliculare pasive şi active.

2. Descrierea şi performanţele instalaţiei

În figura 1 se prezintă aspectul general al instalaţiei de obţinere a straturilor subţiri. În figura 2 se arată schema de vid, iar în figura 3 schema electrică. În afara pompelor de vid (mecanică şi de difuziune) şi a flanşelor de legătură, restul instalaţiei este din sticlă-molibden de diametru 22 şi 28 mm.

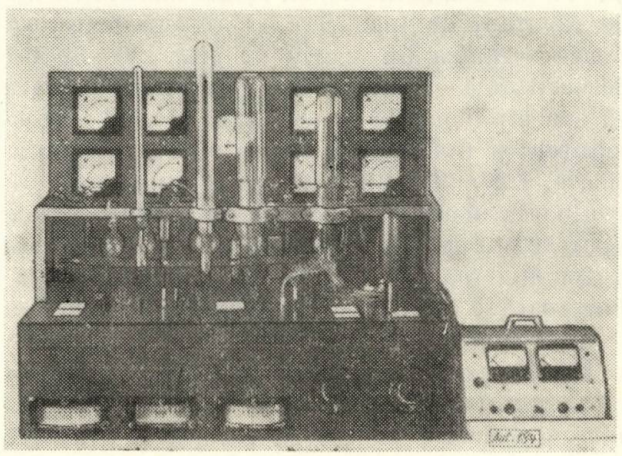


Fig. 1. Vedere generală a instalaţiei pregătite pentru evaporare în prima incintă.

Pentru realizarea vidului în instalaţie, întîi se închid robinetele r_6 şi r_7 cu scopul blocării accesului aerului (fig. 2). Cu ajutorul robinetelor r_1 (se opreşte accesul aerului) şi r_2 se cuplează pompa mecanică de vid preliminar, prin canalul general, cu incinta în care urmează să se lucreze (de exemplu, în incinta 7 prin răsucirea corespunzătoare a robinetului r_4, închizînd în felul acesta accesul la incinta 8). Fiecare incintă de vidare este prevăzută cu o capcană sferică de răcire cu azot lichid.

Pentru micşorarea timpului în care se obţine o anumită valoare a vidului, mai eficace e obţinerea lui pe porţiuni din instalaţie. De aceea incintele se vor cupla pe rînd în funcţie de necesităţi.

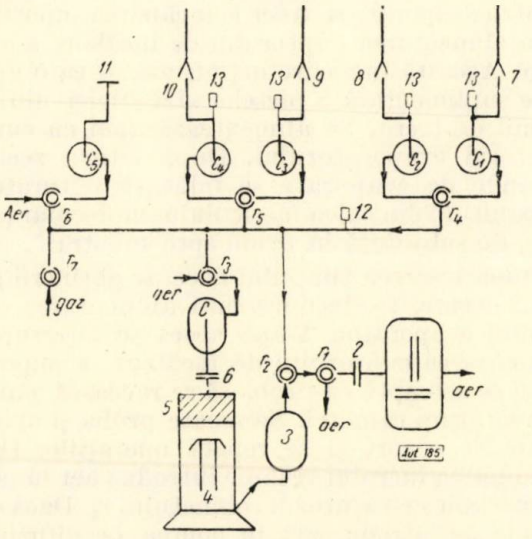


Fig. 2. Schema de vid a instalaţiei :

1 — pompă mecanică de vid preliminar cu două trepte de 4 m³/h tip IFA ; *2* — planşa care face legătura dintre pompa mecanică şi robinetul de sticlă (r_1) al instalaţiei prin intermediul unui furtun de vid ; *3* — volum (de sticlă) de rezervă (v. textul) ; *4* — pompă metalică de difuziune de 500 l/s cu trei trepte ; *5* — baflă răcită cu apă ca şi pompa de difuziune ; *6* — flanşă specială care face legătura dintre baflă, pe de o parte, şi capcana cilindrică *C* (3/4 l) cu azot lichid, pe de altă parte ; *7—10* — camere de evaporare ; *11* — conductă de rezervă închisă la capăt ; *12* — joajă tip termocuplu LT-2 pentru măsurarea vidului preliminar ; *13* — joajă de ionizare LM-2 pentru măsurarea vidului înalt ; r_{1-7} — robineţi de sticlă cu trei căi ; c_1-_5 — capcane sferice de sticlă (1/2l). Cu săgeată este indicat sensul în care se face vid preliminar.

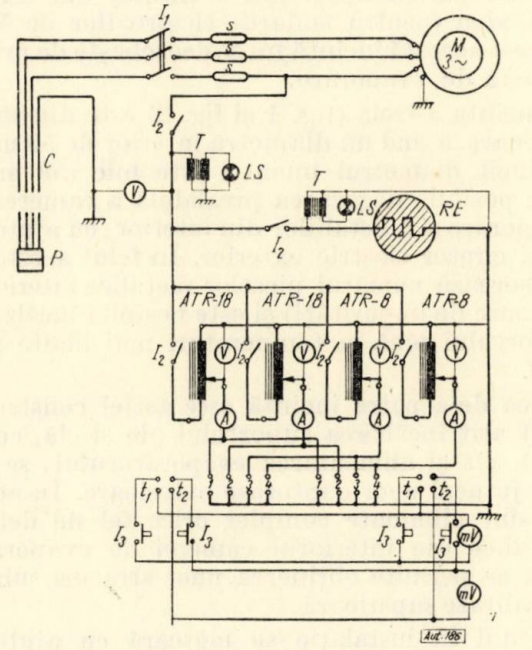


Fig. 3. Schema electrică a instalaţiei :

P — priză şi fişă tripolară ; *C* — cordon cu patru conductoare de 1 mm² fiecare ; I_1 — întrerupător tripolar de 10 A ; *S* — siguranţe fuzibile de 10 A ; *M* — motor trifazic asincron trifazat 380/220 V de 0,9 kW ; I_2 — întrerupător basculant de 6A (vizibil) ; I_3 — întrerupător de 2 A ; *T* — transformator de sonerie 220/5 V ; *LS* — lampă semnalizare ; *RE* — reşoul pompei de difuziune 1 kW/220 V. În schemă sînt indicate cele patru autotransformatoare care alimentează prin bornele respective cuptoarele evaporatoarelor şi cuptoarele de încălzire a suporţilor.

După realizarea vidului preliminar (10^{-2} — $5 \cdot 10^{-3}$), prin răsucirea robinetului r_2 se cuplează pompa mecanică cu ansamblul pompei de difuziune, după ce în prealabil s-a oprit accesul aerului prin răsucirea corespunzătoare a robinetului r_3. După obţinerea vidului preliminar în incinta de lucru, prin răsucirea robinetului r_3 se cuplează pompa de difuziune cu ulei.

E de notat că, după ce se obţine vidul preliminar peste tot, înaintea cuplării la reţea a reşoului pompei de difuziune, poziţia robinetelor trebuie să fie astfel încît circuitul de vidare să fie următorul : incintă, capcana sferică corespunzătoare, canalul central, capcana cilindrică *C*, bafla *5*, pompa de difuziune, volumul de rezervă *3*, pompa mecanică, aer.

După realizarea vidului 10^{-2} — 5.10^{-3} se dă drumul apei în circuitul de răcire (pompa de difuziune şi bafla) şi se cuplează reşoul pompei de difuziune. După aproximativ 20—30 minute, pompa de difuziune începe să lucreze, iar în instalaţie vidul începe să se îmbunătăţească. Este recomandabil ca pompa de difuziune să nu lucreze fără azot lichid în capcana *C*, din cauza pericolului ce există ca vaporii uleiului de difuziune să difuzeze în instalaţie. După ce vidul ajunge mai jos ca 10^{-3} mm col. Hg, se cuplează joja de ionizare. După realizarea vidului necesar se efectuează evaporarea, după care se aşteaptă răcirea incintei. Înaintea introducerii aerului în incintă este necesară scoaterea azotului lichid din capcana corespunzătoare, pentru a evita condensarea vaporilor de apă pe pereţii interiori ai acesteia. Aceşti vapori sînt greu de scos din instalaţie şi, în plus, sînt foarte dăunători proprietăţilor peliculelor ce se obţin. Aerul în incinta de evaporat se introduce prin rotirea robinetului r_3, astfel ca orificiul să fie spre aer. În felul acesta se închide automat legătura pompei de difuziune, care continuă să lucreze pe volumul de rezervă şi pompa mecanică, cu restul instalaţiei în care există aer. După scoaterea probei din incintă, pregătire pentru următoarea depunere, închiderea incintei cu ajutorul şlifului şi oprirea accesului aerului prin robinetul r_3, se cuplează pompa mecanică cu instalaţia, izolînd-o de pompa de difuziune care lucrează acum numai pe volumul de rezervă şi, după obţinerea vidului 10^{-2} — $5 \cdot 10^{-3}$, se reface circuitul de vid descris anterior introducîndu-se pompa de difuziune.

Important de notat este şi faptul că, atunci cînd funcţionează pompa de difuziune, singura ordine a elementelor din circuitul de vid este cea descrisă mai sus, prin pompa de difuziune făcîndu-se vid în întreaga instalaţie. Orice abatere de la această ordine, chiar accidentală, este complet neindicată, ea ducînd la impurificarea instalaţiei cu vapori ai uleiului pompei de difuziune. De altfel bafla (*5*, fig. 2) este pusă pentru a împiedica accesul direct al uleiului pompei de difuziune în instalaţie. De asemenea, un rol asemănător îl

are şi capcana cilindrică *C* dispusă chiar deasupra baflei, condensînd vaporii de ulei care eventual mai scapă şi pe cei de apă care întotdeauna se găsesc în diferite cantităţi în instalaţie.

Incintele în care se efectuează evaporările sînt confecţionate din sticlă-molibden sau cuarţ, etanşeitatea asigurîndu-se cu ajutorul unor şlifuri unse cu unsoare silicon. Partea inferioară a tuturor incintelor este realizată din sticlă-molibden, ceea ce permite utilizarea electrozilor de molibden (Mo), care are acelaşi coeficient de dilatare termică ca al sticlei.

Instalaţia are în total patru incinte de evaporare. Prima incintă (fig. 4) din dreapta (fig. 1 şi fig. 2) este formată dintr-un cilindru de sticlă-molibden de diametru 75 mm şi înălţime 300 mm, care se uneşte, printr-un şlif conic co-

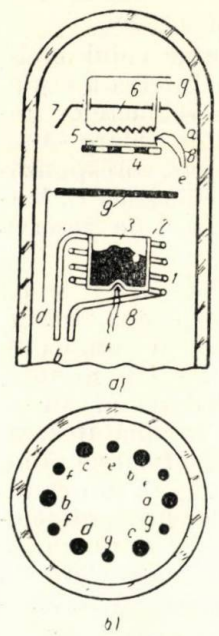


Fig. 4. Schema incintei de evaporare (a) şi aşezarea electrozilor în partea inferioară a şlifului (b) :

1 — spirala de tantal care serveşte la încălzirea creuzetului de cuarţ *2* în care se află substanţa de evaporat *3*; 4 — masca; *5* — suportul încălzit de rezistenţa *6*; *7* — ecran; *8* — termocuple; *9* — obturatorul mecanic; *10* — peretele de sticlă al incintei.

respunzător, cu un alt cilindru de sticlă-molibden prins de corpul instalaţiei şi prin baza căruia trec electrozii de Mo de 3 mm diametru pentru alimentarea cuptoarelor din camera de evaporare. Numărul electrozilor de 3 mm diametru este de 6, ceea ce permite — în anumite cazuri — evaporarea simultană din două-trei evaporatoare. Uneori, pentru obţinerea unor proprietăţi electrice şi structurale speciale ale straturilor subţiri, este necesară evaporarea unei componente sau a alteia în plus faţă de compoziţia stoichiometrică a substanţei de bază [1], [2].

La o distanţă variabilă de pînă la 12 cm faţă de evaporator există posibilitatea de a plasa masca cu suportul de sticlă (cuarţ, ceramică etc.) şi cuptorul necesar pentru încălzirea suportului. Încălzirea suportului se poate face începînd cu temperatura de 25 pînă la 500°C, în funcţie de substanţa de evaporat. Este ştiut faptul că încălzirea suportului are o importanţă covîrşitoare asupra îmbunătăţirii proprietăţilor electrice şi structurale ale peliculelor, permiţînd totodată o aderenţă la substrat mai bună [3].

Cuptorul evaporatorului este format dintr-o spirală cilindrică (fig. 4) de tantal, de 0,8 mm grosime, care înconjoară un creuzet de cuarţ, în care este introdusă substanţa de evaporat. În funcţie de intensitatea curentului care trece prin spirala cuptoraşului, se pot obţine temperaturi de evaporare cuprinse între 100 şi 1 500° C. Măsurarea temperaturii se face cu un termocuplu Cromel-Alumel pînă la 1 000°C sau cu un termocuplu din PtRh-Pt pentru temperaturi mai mari de 1 000°C.

După obţinerea vidului de lucru, verificat cu ajutorul vacuummetrului, în incinta pregătită pentru evaporare se trece la încălzirea suportului prin alimentarea cuptorului de încălzire a acestuia. Această încălzire acţionează şi ca o degazare suplimentară a pieselor şi a sticlei din volumul de lucru. Se alimentează apoi cu curent cuptorul evaporatorului. După cîteva zeci de secunde de evaporare se înlătură obturatorul mecanic (*9*) din calea fasciculului molecular (atomic) de substanţă în drum spre substrat*.

După trecerea timpului necesar obţinerii grosimii cerute, se deconectează alimentarea cuptorului evaporator. După aceea se întrerupe şi alimentarea cuptorului de încălzire a suportului şi se aşteaptă ca proba să se răcească pînă la temperatura camerei. Se scoate proba şi apoi se pune alt suport şi se repetă operaţiile. După terminarea lucrului trebuie introdus aer în pompa mecanică cu ajutorul robinetului r_1. Dacă este nevoie de introdus aer în pompa de difuziune, se va aştepta întîi să se răcească (după ce în prealabil reşoul de încălzire a fost deconectat), astfel ca temperatura finală a uleiului să nu fie mai mare de 40—50°C, în caz contrar acesta, oxidîndu-se, nu mai permite obţinerea ulterioară a vidului înaintat.

A doua incintă are un diametru mai mare (90 mm). Este confecţionată din sticlă-razoterm, dar cu partea inferioară a şlifului din sticlă-molibden (pentru sudarea electrozilor de Mo). În rest această incintă nu se deosebeşte de prima cameră de evaporare.

Incinta a treia (fig. 1 şi fig. 2) este din sticlă de cuarţ, avînd un diametru interior de 50 mm; întrucît diametrul incintei este mic (50 mm), este posibilă degazarea prealabilă a camerei de evaporare şi a detaliilor din interior, cu ajutorul unui cuptor electric exterior. În felul acesta se micşorează numărul pieselor metalice interioare (izvoare de impurităţi) şi este posibilă încălzirea suportului pînă la temperaturi mai înalte (cuarţ).

Cea de-a patra incintă este astfel construită încît atît încălzirea suportului (de sticlă, cuarţ etc.), cît şi alimentarea evaporatorului, se fac cu ajutorul unor cuptoraşe exterioare. În acest fel sînt eliminate complet orice fel de detalii metalice din interiorul camerei de evaporare, ceea ce permite obţinerea unor straturi subţiri de calitate superioară.

Vidul în instalaţie se măsoară cu ajutorul vacummetrului VIT—1A, cel preliminar cu aju-

* La începutul evaporării întotdeauna există gaze incluse în substanţă şi alte impurităţi care pot impurifica pelicula şi de aceea, prima parte a depunerii este astfel oprită cu ajutorul obturatorului mecanic acţionat din exterior.

torul jojei tip termocuplu LT—2, iar cel înalt cu ajutorul jojei de ionizare LM—2; fiecare incintă are propria ei joj de ionizare.

Instalaţia a fost executată în două variante. Cea de-a doua variantă nu se deosebeşte de prima decît prin aceea că pompa de difuziune este de 100 l/s faţă de 500 l/s cît are prima,

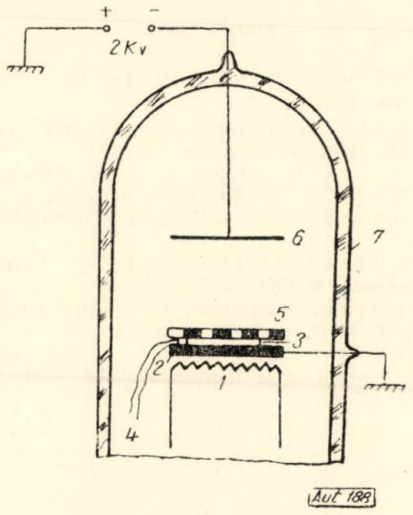


Fig. 5. Schema incintei în care se obţin straturi subţiri prin pulverizare catodică:

1 — cuptorul care încălzeşte suportul *3* peste care este aşezată masca *5*, temperatura suportului fiind măsurată cu ajutorul termocuplului *4*; catodul *6* se află la un potenţial negativ faţă de placa *2*; *7* — peretele de sticlă al incintei.

iar primele două incinte sînt de diametru mai mare (120 mm), etanşeitatea asigurîndu-se cu ajutorul unor şlifuri plane. Una din aceste două incinte este adaptată posibilităţii obţinerii straturilor subţiri prin metoda pulverizării catodice (fig. 5), care constă în următoarele. Dacă într-o atmosferă rarefiată (aer, gaze nobile, azot etc.) se aplică între catod (conectat la borna minus) şi placă (conectată la masă) o tensiune suficientă (cîţiva kV) pentru producerea descărcării electrice, atunci în volumul de lucru iau naştere ioni pozitivi şi electroni. Ionii pozitivi sînt accelerati şi bombardează cu energii foarte mari catodul, pe care-l descompun scoţînd din el atomi şi împrăştiindu-i (pulverizîndu-i) în toate direcţiile posibile. Dacă în calea lor se aşază masca cu suport, se obţin pelicule de diferite grosimi în funcţie de durata descărcării. Presiunea la care are loc descărcarea este de ordinul $5 \cdot 10^{-2}$ mm col. Hg (gazul se introduce cu ajutorul robinetului r_7). Pentru realizarea acestei presiuni este suficientă, în principiu, pompa mecanică de vid preliminar, pompa de difuziune utilizîndu-se totuşi pentru obţinerea vidului înalt, după care se introduce gazul de lucru. Întîi, instalaţia se „spală" de cîteva ori cu gazul de lucru, astfel ca pulverizarea să aibă loc în atmosferă curată.

Datorită unor aplicaţii recente, metoda pulverizării catodice oferă unele avantaje, astfel încît procedeul acesta este utilizat din ce în ce mai frecvent. Prin această metodă este posibilă obţinerea unor grosimi mai omogene ale straturilor, o degazare mai bună a suportului (în procesul bombardării suportului de către ioni are loc o eliminare a impurităţilor) şi deci o aderenţă mai bună a peliculei. Acest proces se utilizează cu mult succes la pulverizarea reactivă în atmosferă de oxigen, unde, în urma pulverizării catodului metalic pe suport, se formează pelicule ale oxidului metalului respectiv. Pentru oxizi greu de evaporat, această metodă poate fi mai indicată decît evaporarea termică în vid. Ca exemplu se poate da obţinerea peliculelor de Al_2O_3 prin pulverizarea catodică reactivă a Al în atmosferă de oxigen.

Legăturile electrice de la autotransformatoarele ATR—18 sînt astfel executate încît devine posibilă funcţionarea simultană a două cuptoare evaporatoare, fie în aceeaşi incintă, fie în incinte diferite. La fel, pentru încălzirea independentă a doi suporţi se pot utiliza bornele de ieşire ale celor două autotransformatoare ART—8. Celelalte borne indicate în figura 3 sînt destinate cuplării termocuplelor pentru măsurarea temperaturilor (t_1 şi t_2).

Întreaga instalaţie consumă o putere de aproximativ 2 kVA.

3. Încheiere

Instalaţia prezentată are următoarele avantaje principale:

1. Fiind confecţionată din sticlă şi avînd dimensiuni relativ mici, permite o degazare prealabilă la cîteva sute de grade. Datorită acestui fapt, cum şi faptului că are părţi metalice puţine, instalaţia permite obţinerea unui vid de lucru înalt (10^{-6} mm col. Hg).

2. Instalaţia permite realizarea vidului de 10^{-2} mm col. Hg de la presiunea atmosferică în 20 minute şi a vidului de 10^{-5} mm col. Hg în 50—70 minute, după ce a fost introdusă pompa de difuziune în circuit. În felul acesta, în circa două ore în toată instalaţia se poate ajunge de la presiunea atmosferică la presiunea de 10^{-5} mm col. Hg.

3. Este posibilă evaporarea independentă sau simultană în două incinte (de exemplu, în 7 şi 9 sau 8 şi 10), mărindu-se astfel randamentul instalaţiei.

4. Instalaţia are mare versatilitate şi productivitate, deoarece, de exemplu din momentul introducerii aerului în incinta în care trebuie să se pregătească o nouă evaporare, pompa de difuziune este izolată de instalaţie, ea continuînd să lucreze (pe volumul de rezervă) împreună cu pompa mecanică.

După obţinerea vidului preliminar în incinta în care a fost introdusă o nouă probă şi după cuplarea pompei de difuziune la instalaţie, nu mai e nevoie decît de circa 1/2 oră pentru obţinerea vidului de 10^{-5} mm col. Hg, deci pentru

efectuarea unei noi evaporări. Se elimină astfel ciclul de răcire şi reîncălzire al pompei de difuziune, care ar necesita în plus încă 2—3 ore.

5. Se poate lucra în atmosferă de gaz inert, argon, azot etc. (în cazul pulverizării catodice) prin manevrarea corespunzătoare a robinetului r_7 care cuplează sursa de gaz la instalaţie.

6. Existenţa mai multor incinte permite evaporarea metalelor, substanţelor semiconductoare sau dielectrice în incinte separate, evitîndu-se în felul acesta murdărirea unei pelicule de resturile depunerii altui tip de peliculă.

7. Instalaţia permite, de asemenea, obţinerea straturilor subţiri în cîmpuri magnetice sau electrice.

Cu instalaţia descrisă mai sus au fost efectuate evaporări, obţinîndu-se cîteva sute de probe de PbTe, CdS, Te, ZnTe, SiO_2, Al etc., depuse pe sticlă în condiţii diferite de vid ($5 \cdot 10^{-4}$ — $2 \cdot 10^{-5}$). Temperatura suportului a fost variată între 25 şi 400°C, temperatura cuptoarelor de evaporare era cuprinsă între 350 şi 2000°C (în funcţie de natura materialului evaporat). Straturile subţiri, obţinute după metodica descrisă în [4], [5], au fost studiate din punct de vedere electric şi structural în vederea obţinerii tranzistoarelor peliculare cu efect de cîmp [3], [6], [7].

BIBILOGRAFIE

[1] Spînulescu-Carnaru, I. În: Phys. stat. sol., **15**, 1966, p. 761.
[2] Spînulescu-Carnaru, I. În: Phys. stat. sol., **18**, 1966, p. 769.
[3] Spînulescu-Carnaru, I., Drăghici, I. In: Phys. stat. sol. **26**. 1968, p. K 39.
[4] Spînulescu-Carnaru, I. Disertaţie. Moscova, 1964.
[5] Spînulescu-Carnaru, I. În: Automatica şi Electronica, **9**, 1965, p. 163.
[6] Spînulescu-Carnaru, I. În: Electronics letters, **3**, 1967, p. 268.
[7] Spînulescu-Carnaru, I., Stănescu, C. În: Automatica şi Electronica, **11**, 1967, p. 225.

Ing. MARGA SIMONESCU

Circuite de coincidenţă şi anticoincidenţă cu semiconductoare

1. Noţiuni de tehnica coincidenţei

În diferite instalaţii de tehnica impulsurilor se întîlnesc aşa-numitele etaje sau circuite de coincidenţă. Ele sînt de fapt etaje de însumare neliniară în care se urmăreşte ca, la acţionări simultane ale tuturor căilor de însumare, să se obţină răspunsul maxim. Impulsurile care acţionează căile de însumare neliniară sau căile de coincidenţă se numesc impulsuri de coincidenţă. Etajul care admite răspunsul maxim, pentru acţionarea simultană a tuturor intrărilor sale, şi admite un răspuns minim, pentru acţionarea simultană parţială a intrărilor sale, este etajul de coincidenţă sau de mixare. Proprietăţile circuitelor de coincidenţă sînt în parte comune circuitelor de tehnica impulsurilor şi în parte sînt determinate de specificul de lucru al schemei.

Astfel, o noţiune care defineşte calitatea unei scheme de coincidenţă în raport cu numărul n al căilor de coincidenţă este rejecţia. Ea se exprimă prin raportul dintre amplitudinea rezultată la coincidenţă pe $(n-1)$ canale şi cea rezultată la coincinenţă totală: $\rho = \frac{U(n-1)}{U(n)}$.

Raportul ρ trebuie să fie subunitar: cu cît $\rho < 1$, cu atît schema respectivă este mai selectivă.

O altă noţiune importantă pentru definirea calitativă a schemelor de coincidenţă este timpul de răspuns sau întîrzierea sa. Datorită elementelor inerţiale ale schemei (capacităţi), comenzile care sînt aplicate căilor de coincidenţă nu pot avea o replică bruscă, sincronă lor, în etajul de mixare. Răspunsul acestuia cunoaşte o oarecare întîrziere în timp, necesară însuşirii de către elementele inerţiale a noii stări a schemei, stare provocată de impulsurile de coincidenţă.

Comportarea schemei la sfîrşitul acţiunii impulsurilor de coincidenţă este indicată de timpul mort al schemei. El este determinat de necesitatea ca, în timp, elementele inerţiale să revină la starea iniţială, adică la starea de repaus a schemei.

Timpul de rezoluţie al schemei de coincidenţă este timpul maxim în care impulsurile de coincidenţă sînt considerate simultane. De fapt, timpul de rezoluţie corespunde, în cazul impulsurilor formate, cu durata impulsurilor de coincidenţă.

Din acest punct de vedere, schemele de coincidenţă se împart în scheme de coincidenţă rapide şi ultrarapide. Uzual, în rîndul schemelor de coincidenţă rapidă se includ cele ce lucrează cu timpi de rezoluţie de ordinul 0,5—2 μs, iar schemele ultrarapide lucrează cu timpi de rezoluţie de ordinul 10—500 ns.

Circuitele de coincidenţă sînt utilizate în radiolocaţie, în fizică nucleară, în televiziune, maşini de calcul, biologie.

Ele furnizează date, traduse în impulsuri electrice, asupra unor evenimente care se petrec simultan şi a căror simultaneitate trebuie să o sesizăm, ca în cazul reacţiilor nucleare, sau transmit comenzi condiţionate, dependente de alte comenzi sau fenomene, ca în radiolocaţie, maşini de calcul, televiziune, sau pun în evidenţă excitaţii pe ramuri nervoase diferite, determinate de o cauză de excitaţie comună, în biologie.

Circuitele de coincidenţă, prezentate mai jos, sînt instalaţii de laborator şi de teren destinate cercetării razelor cosmice.

Cu ajutorul lor se studiază :

— modul în care razele cosmice interacţionează cu diferite materiale :

— modalitatea de răspîndire a razelor cosmice, energia de distribuţie a acestora ;

— verificarea existenţei unei structuri în particulele elementare (proton).

Pentru eliminarea informaţiilor de coincidenţă falsă , instalaţiile sînt prevăzute cu un contrainformator, realizat sub forma unei căi de anticoincidenţă.

2. Principiul de funcţionare al schemelor realizate

Circuitele de coincidenţă realizate au performanţe care le încadrează în categoria schemelor de coincidenţă rapidă şi ultrarapidă. Vom descrie pe rînd schemele realizate.

a) Circuit de coincidenţă cu diode semiconductoare tip SM—58 (fig. 1)

Impulsurile de coincidenţă pe care le recepţionează schema au polaritate pozitivă. În absenţa lor, diodele $D_1—D_5$, aflate pe căile de coincidenţă (CC) conduc, în timp ce o dată cu aplicarea lor, parţial sau total, diodele se închid. În felul acesta, potenţialul punctului de mixare (A) variază între o valoare minimă şi, respectiv, una mare sau maximă. Impulsul generat la coincidenţă totală este de polaritate pozitivă, cu amplitudine de aproximativ 50 V şi timp de creştere de aproximativ 0,5 μs.

Cu ajutorul său se basculează : un circuit formator, care excită fie un circuit de înregistrare de numărător mecanic sau electronic, fie un înscriptor ; de asemenea se poate transmite unui alt circuit de coincidenţă (de acelaşi sau de alt tip). Gama de funcţionare cu variaţia temperaturii este de $-5°C \div +50°C$.

Impulsul generat la coincidenţă totală poate fi anulat prin acţiunea circuitului de anticoincidenţă (AC), care poate transmite un impuls

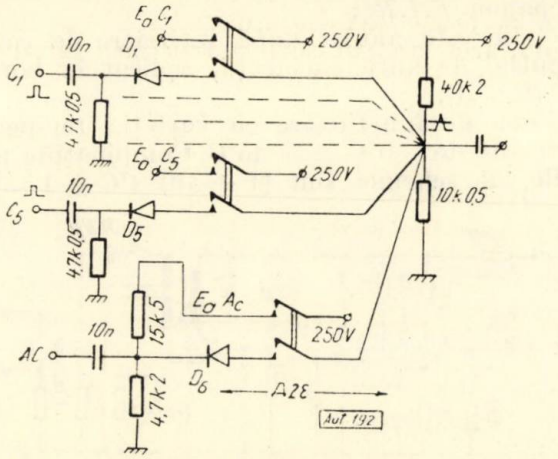


Fig. 1

negativ simultan celui pozitiv de coincidenţă. Combinaţii posibile ale schemei sînt $(1 \div 5)$ $CC \pm 1\ AC$.

Timpul de rezoluţie al schemei este de 2 μs. Rejecţia la 5 CC este de 1/3, iar la 5 $CC + 1\ AC$ este, practic, nulă.

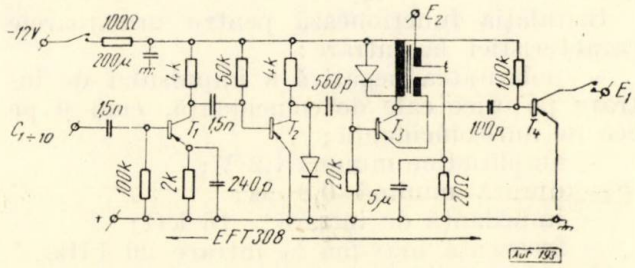


Fig. 2

b) Circuit de coincidenţă cu transistoare tip SM-65

Circuitele de mixare T_4 primesc de la căile de coincidenţă (fig. 2) impulsuri de polaritate

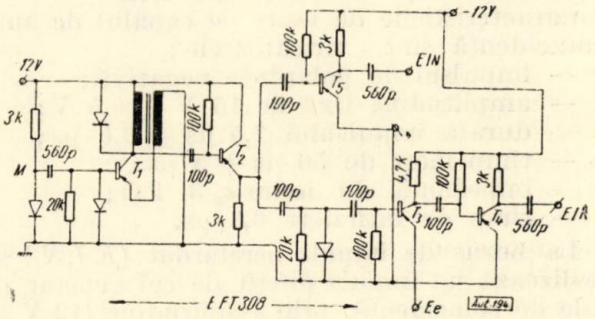


Fig. 3

pozitivă. În situaţia în care se realizează coincidenţa totală, transistoarele T_4 aflate în conducţie la saturaţie, se blochează, iar etajul de mixare generează un impuls negativ.

Acest impuls este format, căpătînd apoi următoarele destinaţii (fig. 3) :

— fie este redat format şi neîntîrziat la borna de panou *E.I.N.*;

— fie este redat format şi întîrziat la borna de panou *E.I.R.*;

— fie este anulat după întîrziere de către impulsul de anticoincidenţă, aplicat la borna *Ee* (fig. 4).

Gama de funcţionare cu variaţia temperaturii este de $-5°C \div +45°C$. Combinaţiile posibile ale schemei sînt $(1 \div 10)$ $CC \pm 1$ AC.

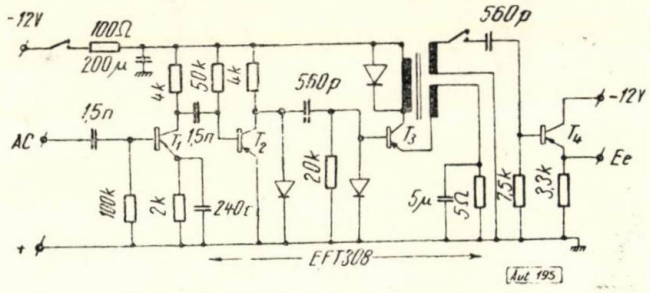


Fig. 4

Timpul de rezoluţie al schemei este de 1,2 μs. Rejecţia la 10 CC este de $\frac{1}{7}$, iar la 10 CC + + 1 AC este de $\frac{1}{10}$.

Instalaţia funcţionează pentru următoarele caracteristici la intrare:

— polaritatea negativă a impulsului de intrare pe orice cale de coincidenţă, cum şi pe cea de anticoincidenţă;

— amplitudine minimă 1,2 V;

— durată minimă 0,8 μs;

— impedanţă de intrare > 16 kΩ;

— frecvenţă maximă la intrare 20 kHz.

Caracteristicile de ieşire pe canalele de coincidenţă sînt următoarele:

— impuls de polaritate negativă;

— amplitudine fixă de 30 V ± 1 V;

— timp de rezoluţie fix de 1,2 μs ± 0,1 μs;

— timp mort de 16 μs ± 1 μs;

— impedanţă de ieşire ⩽ 3 kΩ.

Caracteristicile de ieşire pe canalul de anticoincidenţă sînt următoarele:

— impulsul de polaritate negativă;

— amplitudine fixă de 15 V ± 0,5 V;

— durata impulsului 7,5 μs ± 0,5 μs;

— timp mort de 50 μs ± 5 μs;

— impedanţă de ieşire ⩽ 3 kΩ;

— timp de întîrziere 0,3 μs.

La borna de impuls neretardat (*E.I.N.*) se realizează un impuls diferit de cel generat pe cale de coincidenţă, prin amplitudine (12 V ± ± 0,5 V) şi durată (2 μs ± 0,1 μs).

La borna de impuls retardat (*E.I.R.*) se realizează:

— impuls de polaritate negativă;

— amplitudine de 12 V ± 0,5 V;

— durata impulsului 3 μs ± 0,3 μs;

— timp de întîrziere de 1,5 μs ± 0,2 μs faţă de momentul aplicării impulsului la intrarea căii de anticoincidenţă.

Domeniul de lucru cu variaţia tensiunii de alimentare este $E_c = (-14 \div -9)$ V.

Calea de coincidenţă este prezentată în figura 2, iar ansamblul etaj mixare — cale de anticoincidenţă este prezentat în figura 4.

Instalaţia de coincidenţă decatuplă este în întregime transistorizată, iar piesele care compun circuitele sînt în întregime de producţie românească.

Schema electrică este realizată pe circuite imprimate de dimensiuni minime posibile, fără a altera siguranţa în funcţionare a vreunui element de circuit. Avînd în vedere solicitarea intensă în timp a acestei instalaţii, s-au supradimensionat piesele componente de la 3—5 ori la parametrul de rezistenţă al acestora.

Circuitele imprimate sînt cartelate pe blocuri funcţionale. Pentru a uşura găsirea defectelor pe o cale de coincidenţă sau înlocuirea uneia din ele este necesar ca fiecare canal să poată fi cuplat sau decuplat independent de celelalte, ceea ce impune construirea fiecărei căi de coincidenţă pe o cartelă. Din aceleaşi motive, atît circuitul de mixare, cît şi circuitul de anticoincidenţă, sînt realizate pe cartele separate. Fiecare cartelă imprimată are dimensiuni de 74 ×106 mm², fiind prevăzută cu un conector-tată tip CL 2 × 7 ce primeşte tensiunile de alimentare în curent continuu şi impulsurile necesare.

Utilizarea elementelor semiconductoare a condus la realizarea unei instalaţii de laborator uşor transportabile, singură în funcţionare şi de consum redus. Astfel instalaţia se poate utiliza şi în cadrul experienţelor de teren.

O cale de coincidenţă (fig. 2) cuprinde: un etaj adaptor (T_1), un amplificator de impulsuri (T_2), un circuit formator de tip bloking (T_3) cu înfăşurare de tensiune (E_2), şi un element de mixare (T_4).

Calea de anticoincidenţă (fig. 3) cuprinde: un etaj adaptor (T_1), un amplificator de impulsuri (T_2), un circuit formator de tip bloking (T_3) cu înfăşurarea inversoare de tensiune, şi un element de mixare (T_4).

Grupul de mixare-ieşire cuprinde: un etaj de mixare (M), un circuit formator tip bloking (T_1), un repetor pe emiter (T_2), un circuit inversor (T_5), un circuit de diferenţiere-întîrziere, un circuit poartă (T_3) şi un circuit inversor (T_4).

Pe canalele de coincidenţă impulsul exterior, cu caracteristicile indicate, după inversare (T_1), produce tăierea transistorului T_2 pentru a furniza o amplitudine standardizată de atac al blokingului (T_3) şi a preveni declanşarea acestuia cu întîrzieri variabile.

Colectorul elementului de mixare T_4 este punctul de legătură dintre calea de coincidenţă şi etajul de mixare M, acesta fiind compus dintr-o sarcină de colector, comună tuturor

elementelor de mixare şi dintr-un limitator. Impulsul pozitiv format de bloking taie elementul T_4, în colectorul căruia (M) se realizează un impuls negativ, format apoi (T_1) şi dirijat spre borna *E.I.N.* sau *E.I.R.*, la care ajunge cu caracteristicile indicate mai sus.

Condiţia de apariţie a impulsului la bornele *E.I.N.* şi *E.I.R.* este existenţa coincidenţei totale la numărul de canale cuplate; iar condiţia de anulare a impulsului la borna *E.I.R.* este existenţa coincidenţei totale la numărul de canale cuplate şi existenţa simultană a impulsului de anticoincidenţă (se adaugă cazul banal al coincidenţelor parţiale faţă de munărul de canale de coincidenţă cuplate). Impulsul de anticoincidenţă capătă transformări similare celui de coincidenţă pe canalul propriu (AC), acţiunea lui făcîndu-se simţită la poarta T_3 (fig. 3). El negativează emiterul lui T_3 şi, dacă baza acestuia primeşte simultan impulsul negativ de coincidenţă totală, transistorul T_3 este menţinut tăiat şi la borna *E.I.R.* nu apare impuls.

Dacă există numai impulsul concidenţei totale, acesta deblochează poarta T_3 şi apare impuls la *E.I.R.*; dacă există numai impulsul anticoincidenţei, T_3 este menţinut blocat şi nu apare impuls la *E.I.R.*

Impulsurile rezultate la oricare dintre borne se pot utiliza, fiind negative, la declanşarea altor căi sau se pot cupla la instalaţii de numărare, spre a fi înregistrate.

Alimentarea instalaţiei se face dintr-un bloc de redresare SIT 12 V — 0,3 A, de tip IFA.

c) Circuit de coincidenţă dublă

Aceste circuite au elemente similare celorlate circuite prezentate, pe căile de coincidenţă, cu deosebire că schema de formare cuprinde o linie de formare cu care se realizează impulsuri de circa 25 ns. Etajul de mixare cuprinde două diode de tip $\Delta 2\varepsilon$, cu rejecţie de 1/2. Timpul de rezoluţie al schemei este de 20—30 ns. Schema nu are cale de anticoincidenţă.

3. Concluzii

Schemele prezentate s-au realizat în laboratorul de electronică IFA cu scopul de a înlesni cercetările care s-au efectuat la laboratorul de raze cosmice IFA, în legătură cu acţiunea rezelor cosmice.

Ulterior, schemele dovedindu-se sigure şi robuste, ele s-au extins şi alte laboratoare ale IFA (spectroscopie nucleară, debitmetrie nucleară). Funcţionarea lor, ca circuite de coincidenţă, poate fi inclusă într-o gamă de cercetări de evenimente coincidente sau de comenzi condiţionate, corespunzătoare combinaţiilor de lucru menţionate.

Autoarea mulţumeşte tov. *E. Friedländer*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, pentru informaţiile date în legătură cu fizica radiaţiilor cosmice; de asemenea, tov. ing. *P. Negulescu* pentru sprijinul dat la studierea şi realizarea unora dintre circuite

---

Ing. N. N. DRĂGHICI

Automatizarea instalaţiilor de încălzire centrală

1. Avantajele automatizării

Punerea în funcţiune şi reglarea unei instalaţii de încălzire centrală poate fi realizată fie manual, fie automat. Măsurările comparative efectuate în străinătate, privind consumul de căldură în clădiri, au arătat că risipa de combustibil atinge în unele cazuri procentul de 20% la instalaţiile reglate manual, faţă de cele automatizate. Depăşirile mari, în toate cazurile cercetate, au fost înregistrate în lunile de toamnă şi primăvară, cînd la imperfecţiunea reglării manuale se adaugă tendinţa de a deschide mai mult uşile şi ferestrele pentru a compensa efectul neplăcut al supraîncălzirii. Prin urmare, realizarea reglajului, în condiţii optime, se poate face numai prin automatizare. Totodată trebuie avut în vedere că, pe lîngă economiile importante obţinute în exploatare, automatizarea permite menţinerea unui confort interior prescris, corespunzător destinaţiei clădirii.

2. Elementele principale ale unei instalaţii de automatizare

În esenţă, o instalaţie de automatizare se compune dintr-un termostat (termoregulator), o cutie cu relee şi un ventil de reglare cu acţionare electrică. Funcţionarea termostatelor se bazează pe dilatarea corpurilor (termostat cu bimetal, cu mercur, cu lichid volatil) sau pe variaţia rezistenţei electrice cu temperatura (termostat cu termistoare). Construcţia lor diferă după temperatura maximă de reglare, după fineţea reglajului cerut, după numărul parametrilor în funcţie de care se face reglajul (de exemplu, în funcţie de temperatura exterioară sau de cea interioară sau de ambele în acelaşi timp) şi după sistemul de încălzire (cu abur, cu apă caldă sau supraîncălzită etc.).

În reţelele de termoficare se utilizează de obicei un termostat cu mercur cu două sonde: una pentru perceperea temperaturii exterioare,

iar a doua pentru temperatura apei fierbinţi, care trebuie reglată în funcţie de temperatura exterioară.

Aceste termostate sînt construite pentru a acţiona la o variaţie de temperatură de $\pm$ 0,5°C, dar în practică se lucrează cu devieri de 1—2°C, deoarece intervine şi inerţia sistemului.

Cutia cu relee este racordată la reţeaua electrică, la indicatorul cu contacte (pe care-l alimentează cu energie electrică la tensiune redusă) şi la motorul electric al ventilului de reglare. Ea primeşte impulsurile electrice de la indicatorul cu contacte şi transmite comenzile necesare acţionării motorului electric al ventilului de reglare. Durata deschiderii sau închiderii ventilului de reglare poate fi stabilită după dorinţă între 0,5 şi 19 s cu ajutorul unui buton şi al scalei gradate de pe cutia cu relee.

În mod obişnuit, cutia cu relee este prevăzută cu un comutator pentru scoaterea automatizării din funcţiune şi trecerea motorului electric al ventilului de reglare pe comandă manuală de la distanţă.

Ventilul de reglare poate fi cu o cale sau cu două căi. Corpul lui este de construcţie asemănătoare cu aceea a robinetelor folosite în instalaţii. La alegerea lui se ţine seamă de temperatură, presiune, debit şi de limitele de variaţie a acestuia.

Aparatajul necesar automatizării instalaţiilor de încălzire centrală este fabricat de firmele „Samson" (R.F.G.), „Sauter" (Elveţia), „Honeywell" (Austria) şi altele. La noi în ţară nu se construiesc încă termostate pentru astfel de scopuri.

3. Procedee şi scheme de reglaj

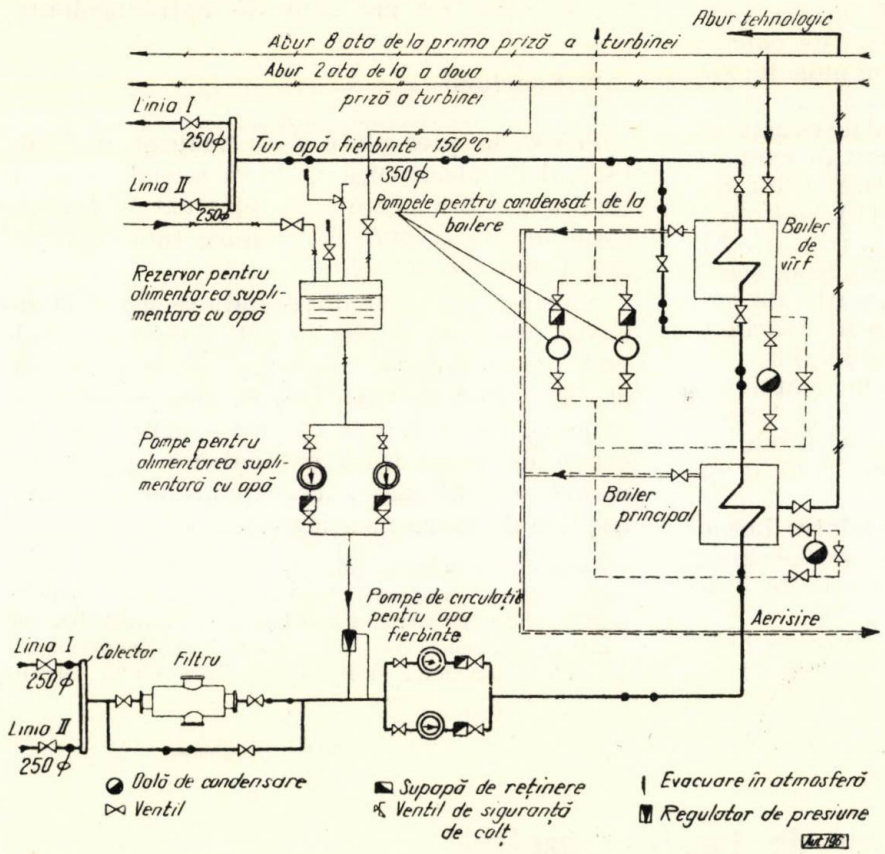


Fig. 1. Schema centralei de termoficare la Combinatul siderurgic Hunedoara.

Schema de reglaj diferă după sistemul de încălzire, mărimea consumatorilor, răspîndirea acestora etc. În industrii mari, necesitatea folosirii diferitelor sisteme de încălzire este impusă de diversitatea consumatorilor şi de considerentele economice.

Spre exemplificare, arătăm cum a fost concepută de ajutor problema termoficării şi automatizării reglajului la Combinatul siderurgic Hunedoara (reglajul urmează să fie automatizat). Schemele prevăzute pentru acest combinat ilustrează toate cazurile tipice care pot fi întîlnite în practică.

În figura 1 este arătată schema centralei de termoficare a combinatului.

Pentru considerente de economie, legate şi de necesitatea unei reţele de abur tehnologic, o parte din consumatori (ateliere izolate) au fost încălziţi cu abur de joasă presiune, iar marea majoritate, cu apă fierbinte de 150°C (halele) sau cu apă caldă de 90°C (birouri şi locuinţe). Consumul orar maxim de căldură pentru încălzire şi ventilaţie al Combinatului (fără locuinţe) este de 40 000 000 kcal/h, din care 34 500 000 kcal/h sînt transportate prin reţeaua de apă fierbinte, iar restul de 5 500 000 kcal/h printr-o reţea de abur. Aburul tehnologic este preluat de la priza de 8 ata.

Pentru a instala suprafeţe de încălzire cît mai mici şi a vehicula debite de apă cît mai mici este indicat a se utiliza căderi de temperatură cît mai mari. În cazul examinat, corpurile de încălzire sînt dimensionate pentru o cădere de temperatură de 80°C cînd sînt legate la conducta de alimentare de 150°C, şi pentru o cădere de temperatură de 30°C cînd sînt legate la conducta de alimentare prin amestec de 100°C.

Deoarece numai o parte din perioada de încălzire necesită consumul maxim de căldură, s-a prevăzut un boiler de vîrf şi un boiler de bază (principal). Boilerul de bază este alimentat de la priza de 2 ata, iar bolierul de vîrf, de

la priza de 8 ata. Pentru a face faţă consumului de vîrf cu un singur boiler, ar fi trebuit sau ca reţeaua să fie dimensionată pentru un debit mai mare de apă, iar corpurile de încălzire pentru o diferenţă de temperatură mai mică, sau ca aburul să fie preluat din turbină la o presiune mai mare decît 2 ata. Calculul a arătat că, în cazul considerat, soluţia cu două boilere este cea mai economică şi ca investiţie şi ca exploatare; în acelaşi timp, ea constituie unul dintre mijloacele principale de reglaj central, celălalt mijloc constînd în reglarea debitului prizei de abur de la turbine.

Apa este încălzită în boilerul de bază cu abur saturat de 2 ata (119°C) pînă la temperatura de aproximativ 100°C, iar în al doilea boiler cu abur de 8 ata (169°C), pînă la temperatura de aproximativ 150°C, în perioada de vîrf.

Media ponderată a temperaturilor interioare de confort pentru întregul combinat este de 16°C. Deoarece căderea de temperatură în reţeaua de termoficare poate fi considerată proporţională cu diferenţa dintre temperatura interioară şi cea exterioară, rezultă că boilerul de vîrf trebuie să intre în funcţiune numai atunci cînd temperatura exterioară scade sub 0°C.

Pompele de circulaţie sînt montate pe conducta de întoarcere, astfel ca să aspire din această conductă şi să refuleze în boiler. Montarea pompelor pe conducta de ducere ar putea provoca evaporarea apei în racordul de aspiraţie, prin scăderea presiunii şi, în plus, lucrînd în condiţii de temperatură mai ridicată, pompele ar necesita o construcţie specială.

Totodată, montarea pompei pe conducta de ducere este echivalentă cu o ridicare a presiunii în reţea, iar montarea pe conducta de întoarcere, cu micşorarea presiunii în reţea. Acest fapt are o deosebită importanţă, mai ales în cazul clădirilor cu multe etaje, unde corpurile de încălzire (radiatoarele) de la parter suportă o presiune ridicată.

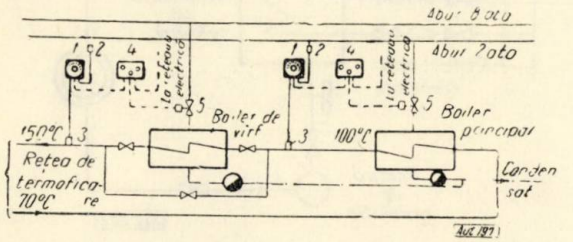


Fig. 2. Schema reglajului în centrala de termoficare:
1 – termostat cu mercur (regulator); *2* – sondă pentru tempertura exterioară; *3* – sondă pentru temperatura apei; *4* – cutie cu relee; *5* – ventil de reglare acţionat de electromotor.

În figura 2 este arătată schema reglajului în centrala de termoficare.

Termostatul boilerului principal acţionează la o variaţie a temperaturii exterioare de la +20 la −23°C şi la o variaţie a temperaturii apei fierbinţi de la 20 la 150°C, deşi temperatura apei la ieşirea din acest boiler (percepută de sonda *2*) variază între 20 şi 100°C.

Termostatul boilerului de vîrf acţionează la o variaţie a temperaturii exterioare de la 20 la −23°C şi la o variaţie a temperaturii apei de la 100 la 150°C. În modul acesta, boilerul principal rămîne în funcţiune întreaga perioadă de încălzire, pe cînd bolierul de vîrf intră

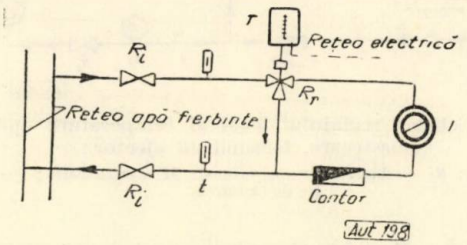


Fig. 3. Schema reglajului local al debitului de apă fierbinte cu temperatura interioară:
T – termostat de cameră (cu burduf cu lichid); R_r – robinet de reglaj cu trei căi; R_r – robinet de închidere; t – termometru; I – instalaţie de încălzire.

în funcţiune numai cînd temperatura exterioară scade sub 0°C şi apa fierbinte trebuie să aibă o temperatură între 100 şi 150°C pentru a menţine în clădiri temperatura interioară prescrisă.

Pe măsură ce temperatura exterioară creşte, deci necesarul de căldură pentru încălzire scade, temperatura apei din conducta de ducere scade de la 150 la 70°C, iar cea din conducta de întoarcere scade de la 70 la 40°C.

După cum s-a arătat, reglarea centrală nu poate fi corespunzătoare diferitelor instalaţii de încălzire racordate la aceeaşi reţea de alimentare cu căldură; de aceea, în multe cazuri, este necesară şi o reglare locală pentru fiecare consumator sau pe grupuri de consumatori de acelaşi fel.

La Combinatul Hunedoara racordarea diferiţilor consumatori la reţeaua de termoficare şi reglajul local (acolo unde a fost necesar) au fost soluţionate în modul următor.

Halele încălzite cu aeroterme, la care regimul hidraulic şi termic al reţelei de termoficare convine instalaţiei locale, au fost racordate direct la această reţea. Corectarea reglajului central se face printr-un reglaj local cantativ, cu ajutorul unui robinet cu trei căi comandat de termostat în funcţie de temperatura interioară (fig. 3). Pentru consumatorii mici se poate folosi un robinet cu două căi, deoarece variaţia debitului de apă pentru corectarea reglajului central are loc în limite foarte mici. La variaţii mari ale debitului prin laminare (folosind un robinet cu două căi) se poate produce vaporizarea apei supraîncălzite din conductă.

Construcţiile anexe (vestiare, birouri pentru maiştri etc.), la care convine regimul hidraulic

(fiind încălzite cu registre), dar nu convine regimul termic, au fost legate direct la reţeaua de termoficare, iar reducerea temperaturii apei de la 150°C/70°C la 90°C/70°C se face prin amestecare. Astfel, la consumatorii mici şi izolaţi (cum sînt cabinele portarilor, paznicilor etc.),

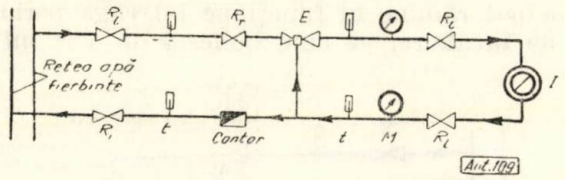


Fig. 4. Schema reglajului local al temperaturii apei prin amestecare, folosind un ejector:
E – ejector; R_r – robinet de reglaj manual; *M* – monometru; *I* – instalaţie de încălzire.

care sînt alimentaţi printr-o singură linie secundară, amestecul se face folosind un ejector, montat la intrarea în clădire (fig. 4).

În cazul unui grup de consumatori mici, alimentaţi prin mai multe linii secundare de la un distribuitor comun, ejectorul este montat între colector şi distribuitor (fig. 5).

Ejectorul se calculează ţinînd seamă că, atunci cînd temperatura apei în reţeaua de transport este $t_1 = 150°C$ la ducere şi $t_2 = 70°C$ la întoarcere, temperatura apei amestecate să fie $t_3 = 90°C$. Egalînd cantitatea de căldură cedată de fluidul încălzitor $G_1C(t_1 - t_3)$ cu cea primită de apa din instalaţia locală $G_2\ C(t_3 - t_2)$, rezultă coeficientul de amestec $a = G_2/G_1 = 3$.

Cantitatea necesară de apă supraîncălzită G_1 se obţine cunoscînd consumul de căldură Q în instalaţia locală de încălzire $G_1 = Q/C\ (t_1 - t_2)$.

Fiind vorba de consumatori mici, reglajul debitului G_1 în funcţie de anotimp (reglajul

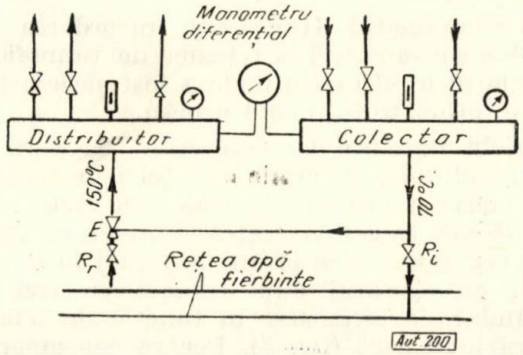


Fig. 5. Schema reglajului local al temperaturii apei prin amestecare, folosind un ejector, pentru un grup de consumatori.

local) se face manual cu ajutorul robinetului R_r (fig. 4 şi fig. 5) sau poate fi comandat printr-un termostat, atunci cînd destinaţia încăperii necesită un reglaj mai bun al temperaturii aerului interior.

Pentru ca ejectorul să poată funcţiona, trebuie ca diferenţa de presiune dintre punctele de racordare de pe reţeaua de transport să fie de 5—10 ori mai mare decît presiunea de circulaţie a instalaţiei locale. De aceea, la consu-

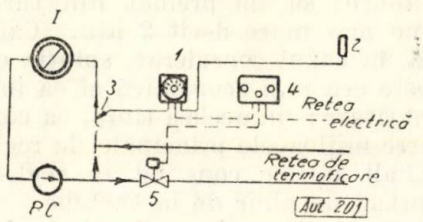


Fig. 6. Schema reglajului local al temperaturii apei prin amestecare, folosind o pompă:
1 – termostat cu mercur (regulator); *2* – sondă pentru temperatura exterioară; *3* – sondă pentru temperatura apei; *4* – cutie cu relee; *5* – robinet de reglaj; *PC* – pompă de circulaţie; *I* – instalaţie de încălzire.

matorii mai mari şi mai depărtaţi de centrala de termoficare, unde nu se dispune de o presiune suficientă pentru montarea unui ejector, amestecul apei se face cu ajutorul unei pompe, iar reglajul local se face prin variaţia debitului de apă recirculată, folosind un robinet comandat de termostat (fig. 6).

La pavilioanele social-administrative, unde încălzirea se face cu apă caldă de 90—70°C, iar corpurile de încălzire sînt radiatoare de fontă, nu convine nici regimul termic, nici cel hidraulic al reţelei de termoficare. Pentru a evita supunerea radiatoarelor la presiuni ridicate, reţeaua locală trebuie separată de reţeua de transport, făcîndu-se legătura indirect cu ajutorul unui schimbător de căldură (fig. 7). Debitul de apă fierbinte este reglat printr-un robinet comandat de termostat, în funcţie de temperatura exterioară.

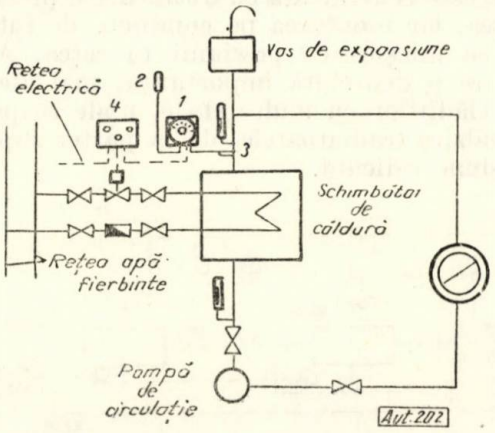


Fig. 7. Schema reglajului local la pavilioanele social-administrative:
1 – termostat cu mercur; *2* – sondă pentru temperatura exterioară; *3* – sondă pentru temperatura apei; *4* – cutie cu relee; *I* – instalaţie de încălzire.

Reglajul local influenţează reglajul central prin faptul că temperatura apei din conducta principală (magistrala) de întoarcere variază în funcţie de temperatura apei colectate din conductele de întoarcere ale tuturor consuma-

torilor, iar variaţia ei produce o variaţie corespunzătoare a temperaturii în conducta principală (magistrala) de alimentare, în funcţie de care este comandat debitul prizei de abur de la turbină, adică reglajul central (fig. 2).

Atelierele şi anexele încălzite cu abur de joasă presiune sînt alimentate din reţeaua de abur tehnologic de 8 ata, prin intermediul unui reductor de presiune (fig. 8). În acest caz,

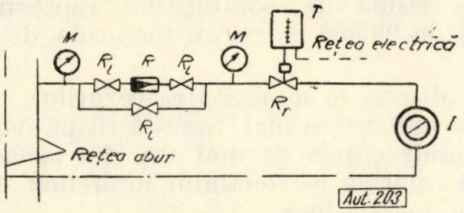


Fig. 8. Schema reglajului la instalaţiile încălzite cu abur de joasă presiune:

T – termostat de cameră (cu burduf cu lichid); *R* – reductor de presiune; R_r – robinet de reglaj; *I* – instalaţie de încălzire.

termostatul folosit este de o construcţie mai simplă ca şi cel reprezentat în figura 3. El se compune dintr-o capsulă elastică (cu burduf) umplută cu lichid uşor dilatabil. Cînd temperatura interioară depăşeşte valoarea prescrisă, capsula cu lichid se dilată, stabilind un contact electric care comandă motorul pentru închiderea ventilului R_r, iar cînd temperatura interioară scade, prin contractarea capsulei se stabileşte un alt contact, care comandă deschiderea ventilului de reglaj.

Instalaţiile pentru prepararea apei calde de consum necesitînd o funcţionare continuă (iarna şi vara), au fost alimentate cu abur (fig. 9). Robinetul de reglaj R_r este comandat de termostat în funcţie de temperatura apei calde de consum.

Soluţiile şi schemele prevăzute pentru Combinatul Hunedoara pot fi aplicate în toate situaţiile similare întîlnite în practică.

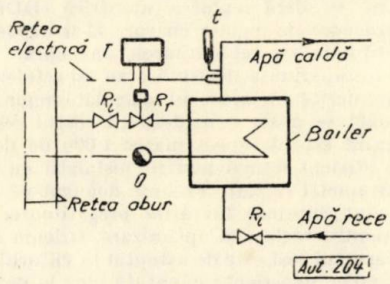


Fig. 9. Schema reglajului la instalaţiile pentru prepararea apei calde de consum:

T – termostat; R_r – robinet de reglaj; R_i – robinet de închidere; *O* – oală de condensat; *t* – termometru.

Astfel, reglajul central indicat în schema din figura 2 poate fi adoptat în orice centrală de termoficare.

Pentru reglajul local, soluţia se alege diferenţiat în funcţie de agentul termic, destinaţia clădirii, felul corpurilor de încălzire etc. De exemplu, pentru hale industriale (încălzite cu aeroterme, registre, panouri radiante), la care regimul termic şi hidraulic al reţelei de termoficare convine instalaţiei de încălzire, se adoptă schema din figura 3. Pentru anexele halelor (vestiare, birouri de maiştri etc.), la care convine regimul hidraulic (fiind încălzite cu registre, serpentine etc.), dar nu convine regimul termic, sînt indicate schemele din figurile 4,5 şi 6, în funcţie de mărimea consumatorului, distanţa de punctul termic, fineţea reglajului cerut etc.

La clădirile social-administrative şi la blocurile de locuinţe, unde nu convine nici regimul hidraulic, nici regimul termic al reţelei de termoficare, reglajul local se poate face ca în figura 7.

Pentru atelierele şi anexele halelor încălzite cu abur este indicată schema din figura 8, iar pentru instalaţiile de preparare a apei calde în scopuri menajere se dă schema din figura 9.

În modul arătat mai sus se poate realiza un reglaj local cu o precizie de 1—2°C, care este satisfăcător pentru cazurile examinate.

Dacă se cere un reglaj în limite mai strînse (de exemplu, pentru un laborator) atunci, în locul sistemului electromecanic obişnuit, trebuie utilizat un sistem electronic (cu termistoare), care are o sensibilitate mai mare (0,2—0,5°C), dar este mai complicat şi mai scump.

4. Economiile realizate prin automatizare

Trebuie menţionat că, în lipsa unui reglaj automatizat, tendinţa personalului de deservire a instalaţiei de încălzire este totdeauna de a supraîncălzi încăperile pentru a nu provoca nemulţumirea locatarilor. Orice majorare a temperaturii interioare de confort duce la o creştere corespunzătoare a consumului de combustibil. Se ştie că consumul anual de combustibil este proporţional cu numărul de grade-zile, iar acesta este de asemenea proporţional cu diferenţa dintre temperatura aerului din interior (t_i) şi temperatura medie a aerului din exterior (t_{em}), adică:

$$G_{rz} = Z\,(t_i - t_{em}), \qquad (1)$$

în care G_{rz} este numărul de grade-zile, iar Z — numărul zilelor de încălzire dintr-un an, pentru localitatea considerată.

Din (1) se vede că o mărire a temperaturii interioare (t_i) este echivalentă cu o creştere a numărului de grade-zile şi deci a consumului de combustibil. De exemplu, la Hunedoara pentru temperatura interioară medie de 16°C şi o limită de încălzire de 10°C, numărul de grade-zile este 2 387, iar durata perioadei de încălzire este de 174 de zile. Aplicînd relaţia (1), se obţine $t_i - t_{em} = 14$°C. Dacă media depăşirilor temperaturii interioare t_i într-un sezon de încălzire este numai de 2°C, acesta reprezin-

tă o creştere procentuală a consumului anual de căldură (combustibil) de 14,2%.

La diferenţa medie de temperatură $t_i - t_{em} = 14°C$, consumul mediu orar de căldură pentru Combinatul Hunedoara este de 16 000 000 kcal/h, iar consumul pentru întreaga perioadă de încălzire de 174 zile/an, la o funcţionare de 16 h/zi (două schimburi), este de 45 000 000 000 kcal/an. Socotind cu 30 de lei tona de abur de 500 kcal/kg abur (entalpia utilă), rezultă că risipa de combustibil de 14,2% echivalează cu o risipă de 380 000 lei/an.

Dacă se ia în considerare şi încălzirea oraşului Hunedoara, pentru care consumul maxim este de 100 000 000 kcal/h, iar consumul mediu 35 000 000 kcal/h, rezultă o risipă suplimentară de 820 000 lei/an, adică în total 1 200 000 lei/an.

În cazul blocurilor de locuinţe, consumul de căldură maxim orar este de 200 000 — 1 200 000 kcal/h, în funcţie de suprafaţa construită. Ţinînd seamă că pentru Bucureşti numărul de grade-zile este 3 080, iar durata perioadei de încălzire este de 174 zile, din relaţia (1) se obţine $t_i - t_{em} = 17,7°C$. Cînd media depăşirilor temperaturii t_i într-un sezon de încălzire este numai de 2°C, risipa anuală de combustibil este de 11,3%. Pentru o clădire cu un consum mediu de 500 000 kcal/h, la 16 ore de funcţionare pe zi, considerînd 0,60 randamentul cazanului şi 0,40 lei/kg de păcură, această risipă de combustibil reprezintă o pagubă de 90 000 lei pe an (perioada de încălzire).

În realitate, în majoritatea cazurilor, la instalaţiile reglate manual, această risipă depăşeşte cu mult cifrele de mai sus. La aceasta se adaugă salariile personalului însărcinat cu deservirea instalaţiilor.

Ţinînd seamă de cele arătate şi de faptul că în ţara noastră se folosesc combustibili superiori (gaze naturale, păcură etc.), problema automatizării capătă o importanţă economică deosebită.

ACTUALITĂŢI

Avantajele şi inconvenientele sistemelor de reglare numerice [1]

Reglările numerice s-au dezvoltat în două direcţii, şi anume: a) introducerea regulatoarelor numerice specializate pentru o singură buclă de reglare acolo unde sînt necesare precizii ridicate, şi b) conducerea procesului tehnologic prin calculatoare numerice. În primul caz este de aşteptat ca costul regulatoarelor numerice să depăşească sensibil costul regulatoarelor analogice şi deci introducerea lor să fie oarecum limitată. În ce priveşte introducerea calculatoarelor numerice în conducerea proceselor tehnice se pot deosebi trei direcţii de bază:

— calculatorul numeric funcţionează complet separat de buclele de reglare;

— calculatorul numeric primeşte informaţii din buclele de reglare şi poate modifica mărimile de intrare din aceste bucle ţinînd seamă de un anumit criteriu de optimizare (calculatoare on-line);

— calculatoarele numerice preiau, în afară de operaţiile de la aliniatul precedent, şi conducerea directă a buclelor de reglare inclusiv în regim tranzitoriu (reglare numerică).

În ce priveşte ultima utilizare denumită DDC (Direct Digital Control), calculatorul înlocuieşte regulatoarele convenţionale, dar are în plus şi nenumărate alte sarcini, precum: supravegherea desfăşurării procesului prin semnalizări, calculări de balanţe de materiale, porniri şi opriri automate etc. În aceste condiţii s-ar putea ca costul general al instalaţiei de automatizare să fie mai redus decît în varianta calculator on-line plus instalaţie convenţională analogică.

Această reglare numerică diferă de cea continuă în primul rînd prin faptul că în primul caz se furnizează calculatorului o informaţie discretă a modificării parametrului reglat în regim tranzitoriu. În sistemele liniare, înrăutăţirea calităţii reglării corespunde lungirii perioadei de testare şi deci într-un asemenea sistem trebuie să se utilizeze, pe baza unor studii amănunţite, în modul cel mai eficient, metodele reglării prin testare corelate de caracteristicile proceselor, pentru a se stabili cea mai lungă perioadă de testare compatibilă cu calitatea cerută pentru reglare.

Un alt aspect al acestor sisteme de reglare este acela al siguranţei în funcţionare.

Din cauză că defectarea calculatorului atrage după sine scoaterea din funcţiune a întregii reglări şi deci pierderi considerabile, cerinţele impuse siguranţei în funcţionare sînt deosebit de severe în această utilizare. Calculatoarele moderne au însă o siguranţă de funcţionare deosebit de mare şi s-ar părea că nu sînt de temut asemenea defectări.

Din punct de vedere al acordului regulatoarelor, vasta experienţă căpătată cu regulatoarele analogice de tip PID au determinat iniţial şi concepţia reglării numerice.

Actualmente se caută a se utiliza în mod mai larg posibilităţile pe care le oferă reglarea numerică (DDC), pentru a se stabili procedee de reglare cu care să se depăşească performanţele obţinute cu regulatoarele analogice.

Desigur că o importanţă decisivă o au aspectele economice ale reglării numerice cu ajutorul calculatoarelor numerice. La data actuală se poate considera că costul respectiv pe parametru reglat este de aproximativ 1 000 de dolari şi că sistemul este eficient numai pentru instalaţii cu aproximativ 100 de parametri reglaţi. Trebuie adăugat că în cele de mai sus nu sînt cuprinse lucrările pregătitoare, stabilirea algoritmelor pentru reglare şi optimizare. Oricum s-ar părea că o reduce a acestui cost este de aşteptat în viitorul apropiat.

Pe de altă parte, experienţa căpătată pînă la data actuală a arătat că o instalaţie cu calculator numeric nu este niciodată prevăzută numai pentru a face reglări numerice, ci cuprinde în acelaşi timp şi alte funcţiuni interesînd desfăşurarea procesului. Dacă calculatorul este necesar pentru a realiza asemenea servicii speciale, atunci reglarea numerică poate atrage investiţii suplimentare reduse şi deci să fie rezonabil să fie prevăzută.

BIBLIOGRAFIE

[1] Strejc, V. *Advantages and shortcomings of digital control systems.* Sesiunea naţională bulgară de automatică, 21—25 sept 1967.

Influenţa conductelor pneumatice asupra performanţelor unui sistem de reglare pneumatic

În cel fel influenţează lungimea conductelor pneumatice durata regimului tranzitoriu într-un sistem de reglare şi care este distanţa maximă de transmisiune admisibilă nu s-a stabilit încă într-o măsură satisfăcătoare pentru inginerul proiectant. S-ar putea ca în unele cazuri o lungime anumită să aibă un efect supărător şi în altele acest efect să fie neglijabil.

Experimentări recente [1] au adus noi precizări în această privinţă. Aceste experimentări au fost făcute în legătură cu reglarea unui debit în care, procesul avînd constanta de timp foarte mică, influenţa unor constante de timp mai mari în dispozitivul de automatizare este, proporţional, mai importantă.

Pentru că se urmărea studierea duratei regimului tranzitoriu, s-a ales un ventil de reglare cu poziţioner. Răspunsul unei linii pneumatice, terminată într-un burduf avînd un volum de 15...30 cm³, diferă radical de acela în care această linie se termină într-un ventil, la care camera de aer poate avea un volum de 1 500 cm³.

Durata regimului tranzitoriu pentru un sistem de reglare al debitului poate deveni uşor de trei ori mai mare dacă nu se utilizează un poziţioner.

Figura 1 arată efectul lungimii tuburilor pneumatice pentru o perturbaţie de sarcină de aproximativ 16%. Experienţele s-au făcut cu tuburi avînd diametrul de 1/4 inch (0,6 cm) şi 3/8 inch (0,9 cm). S-a constatat că, pentru aceeaşi variaţie a debitului, timpul de răspuns — definit printr-o diferenţă

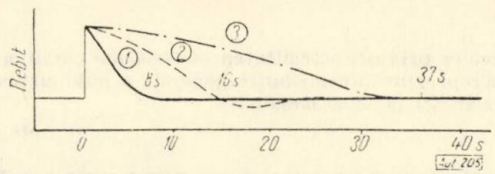


Fig. 1. Efectul liniei de transmisiune asupra regimului tranzitoriu t_t. Distanţa totală de la regulator la elementul de măsură şi execuţie:
1 — distanţa zero t_t = 8 s; *2* — distanţa 300 m t_t = 16 s; *3* — distanţa 600 m t_t = 37 s.

de 0,5% faţă de valoarea de referinţă — este mai mare pentru scăderi de debit decît pentru creşteri. Aceasta se datoreşte neliniarităţii sistemului, în special a ventilului. Ceea ce arată că, din cauza neliniarităţii întîlnite la multe sisteme, acordul optim al regulatorului poate fi satisfăcător numai pentru un anumit sens de variaţie a sarcinii.

În figura 2 se arată timpul tranzitoriu pentru diferite distanţe şi două dimensiuni ale tuburilor. Se poate vedea că mărirea diametrului conductei pneumatice nu atrage o ameliorare importantă a funcţionării sistemului. Aceasta provine din cauza că alimentarea pneumatică dată de aparate nu are o capacitate suficientă pentru a obţine avantajele posibile din prezenţa conductei de 3/8 inch.

Pentru a răspunde întrebării relative la distanţa maximă a transmisiunii trebuie deci să se examineze posibilităţile echipamentului de reglare în legătură cu constantele de timp ale procesului. În cele mai multe cazuri constantele procesului sînt mari, aşa încît întîrzierile produse de liniile de transmisiune nu sînt semnificative. În cazurile în care regimul tranzitoriu trebuie să fie mai scurt decît 10 s, trebuie să se ţină seamă de întîrzierile produse de lungimea conductelor de transmisiune pneumatică.

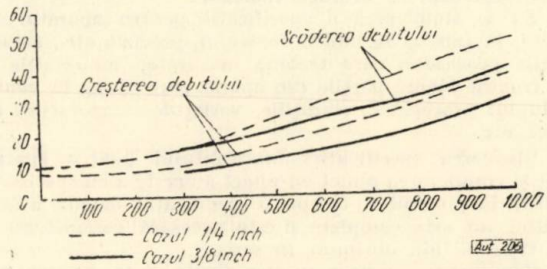


Fig. 2. Durata regimului tranzitoriu în funcţie de lungimea conductelor pneumatice.

În cadrul aceloraşi experimentări s-a constituit şi un sistem de reglare electronic pentru debit. Pentru distanţe neglijabile, regimul tranzitoriu a avut aproximativ aceeaşi durată. Acest rezultat era de aşteptat pe de o parte pentru că constanta de timp a ventilului este dominantă şi, pe de alta, pentru că elementul traductor din sistemul electronic este, mecanic, foarte similar cu acel pneumatic.

Tabela 1

Timpul de răspuns al elementelor sistemului de reglare pentru debit, în secunde

Elementele	Pneumatic	Electronic
Traductor	0,12	0,20
Regulator (fără I)	0,07	0,18
Procesul	< 0,10	
Ventil închidere	0,20	
Ventil deschidere	0,70	
Sistem deschis		
ventil închidere	0,39	0,65
ventil deschidere	0,80	

Considerînd drept constantă de timp a fiecărui element timpul în care ieşirea ajunge la 63,2% din valoarea finală, s-a întocmit pentru comparaţie tabela 1.

BIBLIOGRAFIE

[1] Warnock, J. D. *How pneumatic tubing size influences controlability.* In: Instrumentation technology, febr 1967.

Alegerea aparatelor de măsură din instalaţiile automate

Datorită marelui număr de aparate de măsură în fabricaţie de mulţi ani şi apariţiei continue de noi asemenea aparate, alegerea unui aparat pentru o anumită aplicaţie a devenit o problemă dificilă.

Din această cauză au apărut în ultimul timp în literatura de specialitate numeroase articole de îndrumare pentru o asemenea alegere [1].

Prima chestiune care trebuie lămurită este cea referitoare la domeniul de măsură al aparatului. Domeniul trebuie astfel ales încît în condiţii normale aparatul să funcţioneze în partea superioară a domeniului de măsură. Aceasta este mai ales important atunci cînd este esenţială precizia măsurării şi cînd această precizie este specificată ca un procent din domeniul respectiv. Precizia măsurării este deci deseori un factor determinant în alegerea aparatului şi deseori se reflectă şi în preţ. Trebuie însă să ne asigurăm că aparatul este corect instalat şi că întreţinerea lui este adecvată şi efectuată la perioade corespunzătoare.

În unele aplicaţii repetabilitatea indicaţiilor, adică proprietatea aparatului de a da aceeaşi indicaţie de fiecare dată cînd măsoară aceeaşi valoare a parametrului, poate fi mai importantă decît precizia. Dacă măsurarea se face cu scopul unei reglări automate, atunci sensibilitate aparatului devine un factor important. Deci alegerea unui aparat se va referi

în primul rînd la : domeniu, precizie, repetabilitate şi sensibilitate.

Alţi factori care trebuie luaţi în considerare sînt : siguranţa intrinsecă, consumul, efectul variaţiei în alimentare — tensiune şi frecvenţă—, iar în cazul aparatelor pneumatice trebuie cunoscut şi consumul de aer instrumental pentru a se putea dimensiona alimentarea cu aer.

Pentru a se lua o decizie sînt considerate necesare următoarele operaţii, în ordinea indicată :

1. Să se stabilească o specificaţie pentru aparatul care se cere, în care să se indice domeniul, precizia etc., caracteristicile procesului care trebuie măsurate, materialele din care trebuie făcute părţile din aparat care ajung în contact cu fluidul procesului, vibraţiile, variaţiile temperaturii ambiante etc.

2. Studierea specificaţiei fabricantului pentru aparatul oferit şi compararea punct cu punct a acesteia cu specificaţia stabilită la punctul 1. Uneori o specificaţie uzuală a fabricantului nu este completă şi este necesară completarea ei, care trebuie însă obţinută în scris.

3. Compararea performanţelor finale date de fabricant cu necesităţile procesului. Uneori aceasta poate duce la modificarea specificaţiei de la punctul 1, pentru a se putea folosi un aparat de producţie curentă, fără modificări care în mod invariabil îl scumpesc.

4. Verificarea aparatului. Deşi puţin aplicată actualmente, o asemenea verificare trebuie să intre în rutina operaţiilor de alegere a unui aparat. O examinare a construcţiei aparatului dă deseori bune indicaţii asupra posibilităţii întrebuinţării lui pentru un caz specific.

5. Obţinerea de informaţii asupra performanţelor aparatului în urma utilizării lui în exploatare. Deseori aparatul funcţionează în condiţii diferite de acelea prevăzute de verificarea lui în laborator şi aceasta poate da indicaţii valoroase asupra performanţelor lui reale. In unele ţări s-au creat organizaţii speciale care stabilesc asemenea performanţe şi le comunică cumpărătorilor interesaţi. Dotarea unei asemenea organizaţii este însă costisitoare.

6. Alegerea aparatului pe baza experienţei proprii. Desigur că alegerea pe această bază are avantajul reducerii numărului de tipuri de aparate şi deci a stocului de piese de întreţinere. Dusă însă la extrem, o asemenea metodă conduce la o concepţie prea conservatoare şi împiedică introducerea de aparate realizate pe concepţii mai moderne. Este necesar deci să se facă un echilibru între aceste două tendinţe.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hinton, J. R. B. *Design and choice of measuring instruments.* In : Instrument review, sept 1967.

I. Papadache

RECENZII

C. Penescu, Vl. Ionescu şi E. Rosinger. **Programarea matematică cu aplicaţii în energetică.** Bucureşti, Ed. Academiei R. S. R., 1967, 285 pag., 24 ref. bibl.

Lucrarea este, după opinia autorilor, prima de acest gen care să prezinte în mod unitar aspectele generale ale programării matematice, atît în forma lor staţionară, cît şi în cea dinamică.

Prima parte a lucrării este dedicată fundamentării teoretice a programării matematice. Este furnizat bagajul minimal de teoreme necesare formulării şi demonstrării teoremei fundamentale lui Kuhu-Tucker, cum şi formulării corecte a noţiunii de dualitate prin intermediul noţiunii de program asociat.

Ca aplicaţie teoretică imediată se expun problemele generale şi de calcul ale programării liniare şi pătratice.

Se dă o tratare concisă şi riguroasă a metodei simple în programarea liniară, precum şi a metodelor algebrice şi de gradient în programarea pătratică.

Se abordează apoi, în condiţii reale matematice aşa cum apar în practica problemelor de conducere automată, principiul maximului, renunţîndu-se la o serie de aspecte iniţiale ale acestuia şi făcîndu-se astfel demonstraţia accesibilă fără a diminua rigurozitatea.

Se dă o tratare unitară şi originală a programării dinamice, formularea lui Bellman fiind un caz particular.

Este, de asemenea, cazul de menţionat că s-a reuşit să se dea o interpretare generală, din punct de vedere al conducerii, unui proces de repartiţie multidimensională.

Partea a doua a lucrării este consacrată problemelor de conducere economică a sistemelor energetice, abordîndu-se sub aspect teoretic în special metoda originală elaborată de prof. C. Penescu, cunoscută în literatura de specialitate din ţară şi din străinătate sub numele de metoda reglajului mixt frecvenţă-tensiune.

Prin aplicara proceselor generale ale programării matematice s-a reuşit să se fundamenteze teoretic riguros metoda amintită şi totodată să se algoritmizeze procedura de calcul.

Lucrarea conţine toate aspectele importante actuale legate de problemele teoretice şi algoritmii de calcul ai programării matematice, atît sub aspect staţionar, cît şi sub aspect dinamic.

Autorii au dat o prezentare originală a abordării problemelor, refăcînd totodată şi sistematizînd o serie de teoreme, atît din punct de vedere al rigurozităţii, cît şi al renunţării la o serie de aspecte teoretice neinteresante pentru specialiştii din acest domeniu.

În ceea ce priveşte actualitatea materialului cărţii, apariţia acesteia reprezintă o contribuţie generală a publicisticii tehnice româneşti la nivel mondial.

S. Florea

Manualul inginerului de calculatoare digitale, editat de Melvin Klerer şi Granino A. Korn. New York, McGraw-Hill, 922 p. 357 figuri, 1967.

Această lucrare este editată de două personalităţi marcante în domeniul calculatoarelor electronice. Melvin Klerer lucrează la Universitatea din Columbia şi este preşedintele Grupului de utilizatori al Asociaţiei pentru calculatoare din S.U.A., iar Granino A. Korn, profesor la Universitatea din Arizona, este cunoscut pentru activitatea desfăşurată în domeniul calculatoarelor electronice. Sub conducerea acestor doi editori, la volumul de faţă şi-au adus contribuţia 30 de personalităţi marcante din domeniul calculului.

Lucrarea este alcătuită din patru părţi, şi anume : programare, tehnici numerice, metode statistice şi aplicaţii ale calculatoarelor.

În prima parte, referitoare la programare, se dau elemente privind suportul informaţiei, organizarea calculatoarelor electronice, programarea în general, erorile care apar, metoda de compilare, structura limbajului ALGOL 60, limbaje de simulare, metode de programare în problemele PERT/CPM.

Partea a doua, referitoare la tehnici numerice, începe printr-o revedere a tehnicilor de aproximare, după care se trece la rezolvări de ecuaţii algebrice liniare şi probleme matriciale, rezolvarea ecuaţiilor neliniare, interpolare, racordarea curbelor şi diferenţiere, integrări numerice, soluţii numerice ale ecuaţiilor diferenţiale şi ale ecuaţiilor cu derivate parţiale.

În ceea ce priveşte metodele statistice, după o scurtă introducere în care se prezintă conceptele de bază ale metodelor fundamentale, se trece la descrierea unor tehnici statistice legate de calculatoare, la generarea numerelor întîmplătoare şi la prezentarea metodelor Monte Carlo.

Ultima parte se intitulează „Aplicaţii ale calculatoarelor generale" şi ocupă un vast domeniu de preocupări.

Într-o primă parte se prezintă logica simbolică şi aplicaţiile ei la sinteza funcţiilor combinatoriale şi a circuitelor secvenţiale.

Se dau elemente de teoria informaţiei şi de coduri. Programarea matematică este prezentă prin două capitole : programarea liniară şi programarea neliniară.

În această parte se dau metodele Simplex şi Simplex revizuită şi se abordează problema transporturilor. Se dau exemple de tratare a problemelor.

Programarea neliniară este prezentă prin probleme de minimizare fără constrîngeri, programare întreagă, programare stochastică şi programare dinamică.

Un capitol este rezervat prelucrării datelor, arătîndu-se cum trebuie organizat un centru comercial de prelucrare a datelor. Un alt capitol se ocupă de problema utilizării calculatoarelor digitale pentru proiectarea logică, arătîndu-se cum pot fi minimizate anumite soluţii.

Se tratează apoi pe rînd problemele referitoare la găsirea informaţiei, la tehnici de optimizare parametrică, la controlul planificării şi al stocului, operaţii în timp real cu calculatoare universale mici.

Din simpla enumerare a principalelor teme tratate rezultă atît cît de variat este domeniul în care se utilizează calculatoarele electronice, cît şi diversitatea temelor abordate.

Lucrarea este redactată la un nivel matematic înalt — dar corespunzător nivelului de pregătire al celor care utilizează astăzi calculatoarele digitale.

Lucrarea poate fi utilă tuturor celor care se preocupă de calculatoare electronice, această unealtă care în epoca noastră a devenit de neînlocuit, fiind o componentă indispensabilă a vieţii tehnico-ştiinţifice contemporane.

Ed. Nicolau

DOCUMENTARE

Goetzberger, A. **Curbele ideale MOS pentru siliciu.** În : Bell system technical journal, nr. 7, 1967.

Măsurarea capacităţilor MOS (Metal-Oxid-Semiconductor) în funcţie de tensiune este o metodă convenabilă şi larg utilizată pentru evaluarea proprietăţilor interfeţelor semiconductor-izolant. Cele mai multe din măsurările MOS necesită o comparare a curbelor măsurate cu curbele ideale, ceea ce consumă un timp important din cauza funcţiilor destul de complicate care intervin în calculul curbelor ideale.

Lucrarea prezintă curbele ideale pentru capacitatea MOS şi pentru potenţialul de suprafaţă în funcţie de tensiune, cu grosimea oxidului şi doparea semiconductorului ca parametri. Se dau curbele capacităţii la înaltă frecvenţă şi la joasă frecvenţă pentru dopări de la 1×10 atomi/cm^3 la 5×10^{17} atomi/cm^3 şi domeniul de grosimi de la 100 Å la 12 000 Å. Curbe suplimentare dau capacitatea de bandă plată („flatband capacity"), capacitatea minimă şi tensiunea corespunzătoare capacităţii minime.

Calculele (în total 122 pagini de curbe) sînt făcute pe un calculator digital.

Mitchell, J. P., Wilson, D. K. **Efecte de suprafaţă ale radiaţiilor asupra dispozitivelor semiconductoare.** În : Bell system technical journal, nr. 1, 1967.

Progresele înregistrate în ultimul timp în tehnologia dispozitivelor semiconductoare cu siliciu — pe de o parte — şi în înţelegerea funcţionării sistemului siliciu-bioxid de siliciu — pe de altă parte — au relevat importanţa covîrşitoare a fenomenelor de suprafaţă la dispozitivele semiconductoare. Se menţionează, în acest sens, că defectarea satelitului TELSTAR în 1962 a fost explicată pe baza degradării suprafeţelor transistoarelor din circuitele de comandă sub influenţa radiaţiilor.

Efectele observate ale radiaţiilor ionizante asupra transistoarelor nepasivizate (mesa) se interpretează pe baza modului în care ionii formaţi în gazul ambiant depozitează sarcină electrică pe suprafaţa dispozitivului. Acumularea de sarcini rezultată creează canale pe suprafaţă, care determină scăderea lui h_{21e} şi creşterea lui I_{CBO}.

Degradarea transistoarelor pasivizate (planare) datorită radiaţiilor este similară cu cea observată pentru dispozitivele nepasivizate. Rezultatele experimentale arată acumularea de sarcini pozitive la interfaţa $Si\text{-}SiO_2$ ca principală cauză a degradării. Totuşi, procesul prin care radiaţiile determină această acumulare nu a fost încă identificat.

Se discută, de asemenea, efectele radiaţiilor asupra transistoarelor cu efect de cîmp.

În încheiere, se discută direcţiile cercetărilor viitoare, în particular cercetările experimentale în legătură cu rolul jucat de radiaţii în acumularea de sarcini pozitive la interfaţa $Si\text{-}SiO_2$.

Reddi, V. G. K. **Influenţa condiţiilor de suprafaţă asupra amplificării în curent la transistoarele planare cu siliciu.** În : Solid state electronics, nr. 4, 1967, p. 305—334.

În lucrare se prezintă rezultatele unei investigări detaliate şi sistematice a influenţei efectelor de suprafaţă asupra factorului de amplificare în curent h_{21e}. Studiile experimentale s-au făcut pe transistoare special elaborate, avînd o depunere metalică peste suprafaţa de oxid care protejează joncţiunea emitor-bază (pentru modificarea controlată a potenţialului suprafeţei).

Schimbarea condiţiilor de suprafaţă (care determină depresiunea sau inversiunea suprafeţei bazei) afectează curentul de bază, în timp ce curentul de colector rămîne practic neschimbat ; acest lucru conduce la modificarea factorului de amplificare în curent.

Dacă concentraţia superficială a bazei este mai mică decît 3×10^{13} atomi/cm^3, inversiunea suprafeţei adiacente joncţiunii emitor-bază este restrînsă într-o regiune mică, astfel că h_{21e} nu este influenţat. Dacă concentraţia superficială depăşeşte 4×10^{18} atomi/cm^3, curentul de efect tunel la joncţiunea emitor-bază indusă de cîmp determină o creştere bruscă a curentului de bază, deci o degradare sensibilă a lui h_{21e}.

Lindmayer, J., Schneider, W. **Teoria transistorului lateral.** În : Solid state electronics, nr. 3, 1966, p. 225 234.

Perfecţionările tehnologiei planare au făcut posibilă elaborarea unui nou tip de transistor, ale cărui emitor şi colector se formează printr-o singură difuziune de aceeaşi parte a unei plachete semiconductoare.

În acest aranjament, curentul principal de purtători minoritari este injectat din peretele lateral al joncţiunii emitor-bază (de unde şi numele de „transistor lateral") şi circulă spre joncţiunea colector-bază paralel cu suprafaţa semiconductorului.

Factorul de amplificare în curent variază puternic cu curentul, iar frecvenţa de tăiere f_T este sub 50 MHz, cu o cădere de 3 dB/octavă ; deci transistorul lateral este inferior transistorului normal.

În încheiere se discută o structură modificată (realizabilă prin implantare ionică) prin care se pot îmbunătăţi performanţele transistorului lateral.

Langdon, J., Derveer, E. J. **Calculul unui transistor de mare viteză pentru comutatorul de curent ASLT.** În : IBM journal of research and development, nr. 1, 1967, p. 69—73.

Se descrie mersul calculului unui transistor de comutare, de mare viteză, începînd cu consideraţiile iniţiale de proiectare şi terminînd cu optimizarea finală a geometriei orizontale. Se arată că, pentru a obţine valori coborîte ale rezistenţei bazei (circa 40 Ω), este necesară o geometrie orizontală foarte îngustă (banda emitorului de 7,6 microni lăţime).

Alţi factori luaţi în considerare la calculul de proiectare a transistorului sînt obţinerea de capacităţi reduse, a unei frecvenţe de tăiere ridicate şi a unei tensiuni directe de emitor bine controlate.

Utilizat într-un circuit de comutaţie concret, transistorul calculat a determinat întîrzieri de circuit de 1,8 ns.

BAO

BAO vă oferă, pe baza unei experienţe de 17 ani în domeniul promovării comerţului, un serviciu gratuit şi multilateral

• Relaţii

cu 2 000 de întreprinderi mari industriale şi de export din Berlinul Occidental.

• Informaţii în legătură cu firma furnizoare

Vă informăm despre producţia din Berlinul Occidental, vă comunicăm adresele unor firme din Berlinul Occidental sau transmitem dorinţele dumneavoastră firmelor producătoare respective care vor lua, pe această bază, contact direct cu dumneavoastră.

• Date tehnice

Întreprinderile producătoare din Berlinul Occidental împletesc rezultatele cercetării ştiinţifice cu o experienţă practică valoroasă în vederea aplicării lor în tehnică.
Ca urmare cererii de informaţii în legătură cu cele mai noi standarde tehnice, se vor primi răspunsuri din partea unităţilor producătoare, în mod gratuit, prin serviciile noastre de intermediere.

• Raţionalizarea şi ridicarea productivităţii

În Berlinul Occidental îşi au sediul numeroase întreprinderi producătoare de instalaţii, utilaje şi agregate moderne. În industria producătoare ele formează baza îmbunătăţirii tehnologice şi a raţionalizării programului de fabricaţie.
Prin aplicarea lor se creează baza pentru ridicarea productivităţii, pentru realizarea de economii de materiale şi pentru reducerea preţului de cost.
BAO oferă gratuit informaţii referitoare la posibilităţile de comandă.

• Programul de fabricaţie

Programul de fabricaţie al industriei din Berlinul Occidental este atît de multiplu încît el nu poate fi prezentat aici decît sumar :

— Instalaţii pentru centrale telefonice
— Subansambluri din tehnica telecomunicaţiilor
— Instalaţii de reglaj electrice şi electronice
— Aparate şi instalaţii electronice pentru prelucrarea datelor şi informaţiilor
— Instalaţii de sortare a scrisorilor, instalaţii de transport şi de poştă pneumatice
— Maşini de birou şi mijloace de organizare
— Dispozitive şi instalaţii de reglaj
— Ascensoare de marfă şi de persoane, scări rulante
— Instalaţii de comandă pentru macarale şi ascensoare
— Instalaţii de condiţionare a aerului, de frig şi de desprăfuire
— Consultaţii, proiectare completă, executare completă de instalaţii industriale
— Proiectare şi montare de instalaţii complete de fabrici pentru industria sticlei, ceramicei brute şi fine
— Instalaţii de curăţat sticle şi pahare pentru industria chimico-farmaceutică şi cosmetică, pentru industria de băuturi, delicatesuri şi alimentară
— Maşini de îmbuteliat şi ambalat sticle
— Suflante pentru corpuri cu goluri interioare din mase plastice
— Instalaţii pentru fabricarea de plicuri şi pungi.

• La cerere vă trimitem material informativ gratuit

O privire de ansamblu asupra progresului industrial din Berlinul Occidental, necesară planului dv. de investiţii, vă oferă noul catalog al firmelor furnizoare „West-Berliner Lieferanten bieten an". Acest catalog, de 100 pag., cu numeroase ilustraţii şi o listă pentru fiecare sector în parte, îl veţi primi la cerere în mod gratuit.

BAO

BERLINER ABSATZ-ORGANISATION
1 Berlin 12, Hardenbergstrasse 16/18 Telefon 31 07 21
Telex 0183663

RFT

Un reprezentant al tehnicii înaintate

Aparat pentru localizarea defectelor F O G 211

VEB FUNKWERK DRESDEN prezintă prin FOG 211 un aparat ultramodern în domeniul localizării defectelor la cabluri şi conductori. Acest aparat complet transistorizat, cu alimentaţie dintr-o reţea sau printr-o baterie de 12 V, funcţionează după cunoscutul principiu al impulsului reflectat.

Dispozitivele de adaptare montate în aparat permit racordarea la diferite cabluri şi conductori ca :

- cabluri de energie
- cabluri telefonice
- linii aeriene telefonice
- linii telefonice
- linii aeriene de înaltă tensiune ş.a.

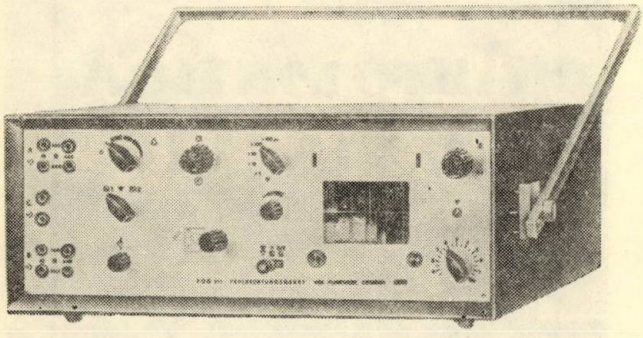
Prin posibilităţile de alegere a regimului de lucru

- comparaţia conductorilor
- măsurători diferenţiale
- măsurători diafonice

acest aparat portabil rezolvă cele mai diferite probleme de măsurat. Concepţia acestui aparat este rezultatul experienţei de 20 de ani a inginerilor noştri proiectanţi în domeniul tehnicii defectoscopiei cît şi al unei colaborări intensive cu beneficiarii acestei tehnici. Ca rezultat al celor de mai sus acest aparat prezintă următoarele avantaje :

- — capacitate mărită de declanşare
- — înaltă precizie de măsurat
- — un înalt grad de siguranţă în funcţionare
- — greutate redusă, adaptare la alimentaţia cu baterie, deci portabil
- — manevrare uşoară, nu necesită dispozitive auxiliare
- — aplicabilitate universală.

Ca o completare amintim aparatele noastre pentru determinarea direcţiei traseului cablurilor şi liniilor subterane, precum şi pentru postlocalizarea punctiformă a defectelor localizate în prealabil cu ajutorul aparatului FOG 211.



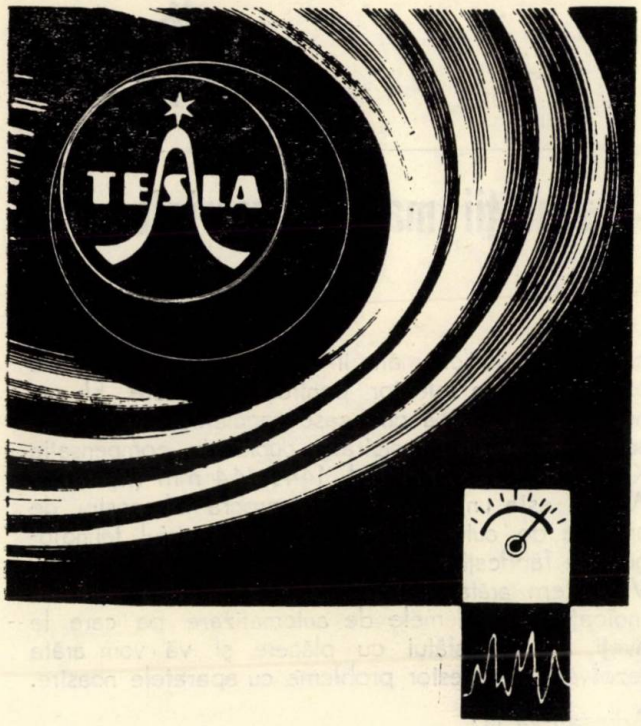
VEB Funkwerk Dresden
Rugăm pe cei interesaţi să se adreseze la filiala noastră :

Biroul tehnico-comercial
DIA Elektrotechnik
la Reprezentanţa comercială
a Ambasadei R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanţilor 14
Bucureşti / R.S. România

Exportator: Deutscher Innen- und Aussenhandel
Berlin
Republica Democrată Germană

Elektrotechnik

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA



APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ

TESLA

de calitate superioară

utilizate la experimentări, în industrie și control

- Osciloscoape
- Punți de măsură cu precizie ridicată
- Aparate pentru determinarea parametrilor transistoarelor de joasă și înaltă frecvență
- Microscoape electronice cu accesorii, cu capacitate de soluționare de 4,5 Å
- Microscoape electronice de masă cu accesorii
- Spectrometre de rezonanță

Fabricate de întreprinderea de stat TESLA, Brno

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Regulator cu flotor dublu pentru încălzire cu țiței brut JIKOV

- O instalație care îndeplinește într-un domeniu larg funcția de reglare pentru livrarea de combustibil și pentru diferite tipuri de consumatori de căldură, având ca sursă de energie termică petrol (țiței brut).
- Corespunzător pentru sobe mici la încălzire casnică, cum și pentru încălziri pe etaje sau centrale de mari dimensiuni.
- Posibilitatea de reglare a debitului de combustibil cu ajutorul regulatorului în domeniul 3 până la 70 cm^3/min.

- Ampla experiență în producție acumulată în marca de fabricație Jikov oferă o garanție deplină pentru siguranță și calitate.

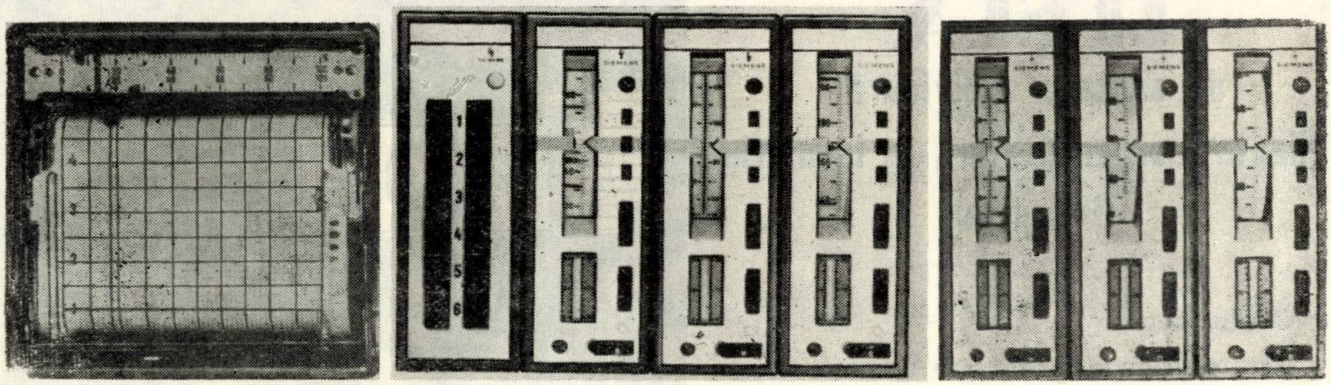
EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

SIEMENS

Regulatoare compacte pentru instalaţii mari industriale

Panourile de comandă pentru instalaţii mari tehnologice necesită regulatoare compacte.
Regulatorul nostru TELEPERM KE în noua realizare îndeplineşte această condiţie: dimensiuni frontale 48 mm × 144 mm, adîncime numai 340 mm.
Un alt avantaj: scalele şi elementele de reglare pentru funcţionarea normală se află pe placă frontală.
Regulatorul TELEPERM KE este electronic. El poate fi folosit pentru reglare de procese rapide şi lente. Semnalul de ieşire este un curent continuu de 0 pînă la 20 mA. Elemente de comparaţie şi de reglaj interschimbabile stau la dispoziţie pentru toate problemele de reglare a tehnologiei de fabricaţie: reglare cu valoare fixă, reglare în cascadă, reglare de raport, reglare cu trei componente.
Poate fi utilizat în instalaţii conduse de calculatoare, fără a necesita elemente suplimentare. Pentru înregistrarea valorilor mărimii reglate, regulatorul este prevăzut cu un selector pentru înregistrare. El conectează cîte două din şase regulatoare de orice sortiment pe un înregistrator dublu de compensaţie KOMPENSOGRAPH II L 144×144 mm (figura).
Acesta este un exemplu din programul nostru de aparate de automatizare pentru domeniul tehnologiei de fabricaţie.
Vă putem arăta şi multe alte asemenea realizări. Indicaţi-ne problemele de automatizare pe care le aveţi. Vă vom sfătui cu plăcere şi vă vom arăta rezolvări ale acestor probleme cu aparatele noastre.

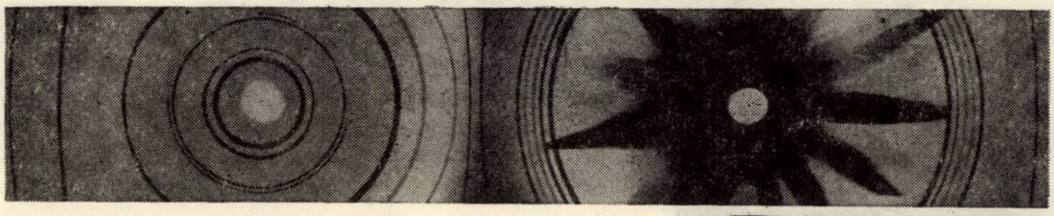
Adresaţi-vă la:
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK
75 Karlsruhe, Republica Federală a Germaniei.



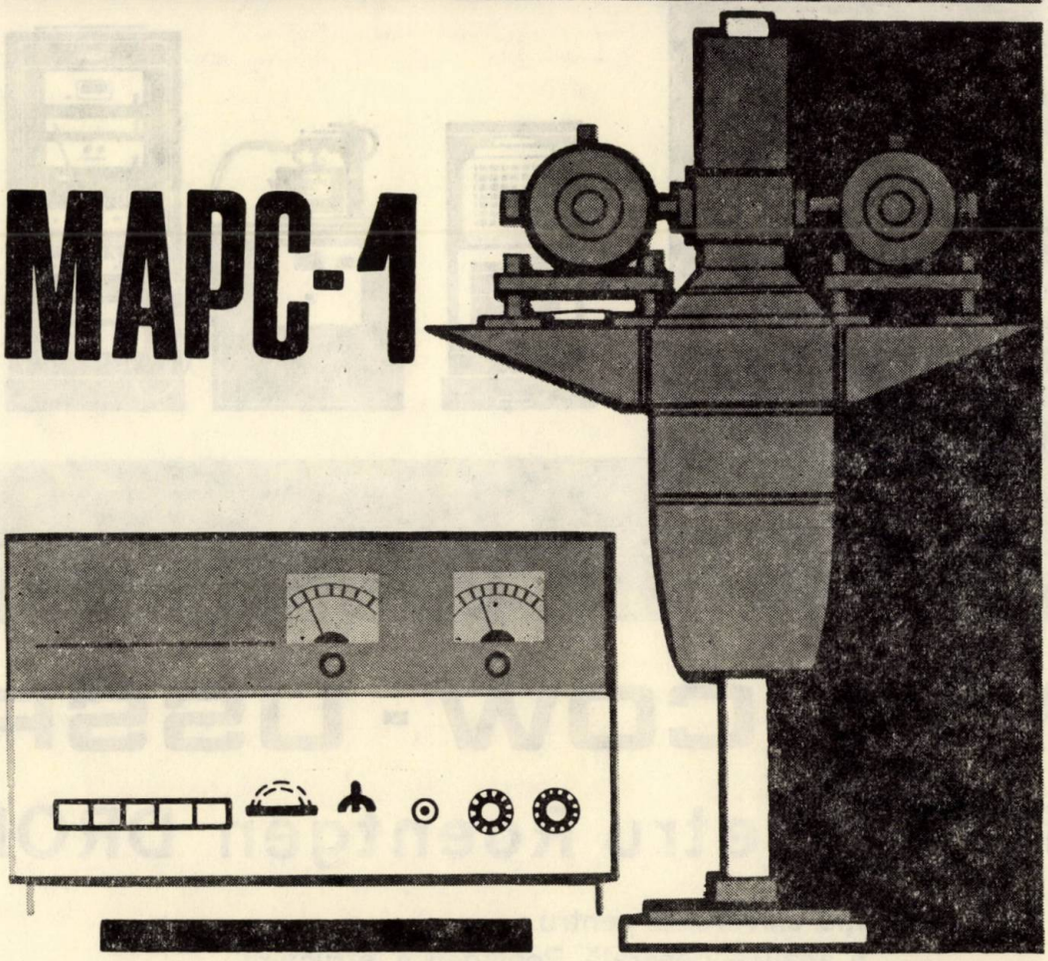
SIEMENS lucrează în toate domeniile importante ale electrotehnicii; construieşte instrumente şi instalaţii pentru sesizarea şi prelucrarea, transmiterea şi recepţia informaţiilor şi datelor; pentru măsurare şi reglare; pentru observare şi analizare — produce instalaţii de alimentare cu energie; echipează industria şi economia; are soluţii sigure şi rapide pentru căile ferate şi transporturile rutiere, maritime şi aeriene.
La SIEMENS lucrează în prezent 15 000 de cercetători, ingineri şi tehnicieni, pentru rezolvarea problemelor de cercetare şi dezvoltare. Datorită metodelor de fabricare şi verificare îngrijite şi ţinînd seamă continuu de experienţă, produsele SIEMENS au o înaltă maturitate tehnică şi o siguranţă deosebită. Întotdeauna şi pretutindeni unde este vorba de electrotehnică, SIEMENS poate oferi o rezolvare optimă. Pentru fiecare proiect, specialiştii întreprinderilor SIEMENS vă pot ajuta la faţa locului; proiectează instalaţiile de care aveţi nevoie şi le îngrijesc cu siguranţă.
SIEMENS are reprezentanţi în mai mult decît 100 de state.
Luaţi legătura cu SIEMENS.
Alimentări cu energie — tehnică nucleară — instalaţii şi aparate electrice — telecomunicaţii — tehnica prelucrării datelor — măsură — automatizare — sisteme modulare electronice — electromedicină.

SIEMENS vă este partener

Techsnabexport



MAPC-1



Aparat Roentgen MARS-1 pentru analiza structurii prin metoda fotografică

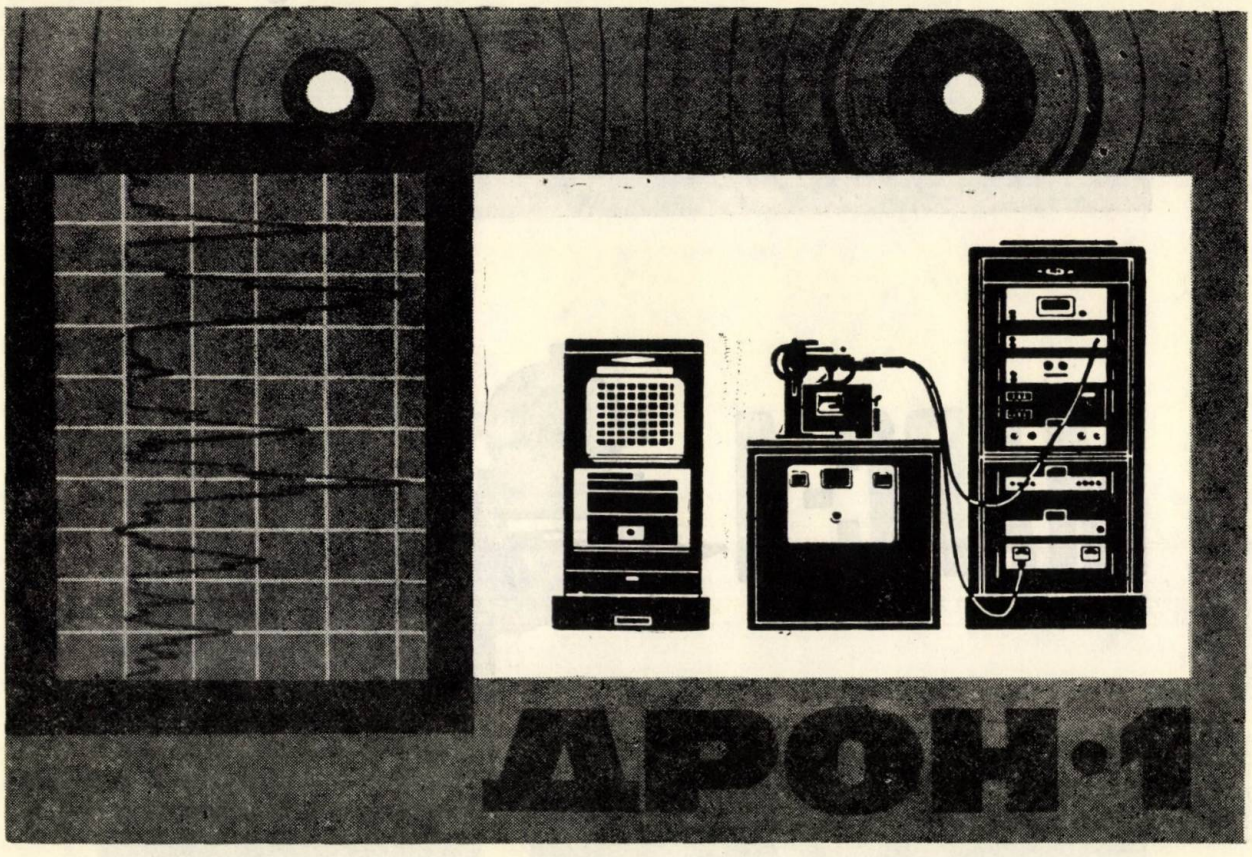
- lucrează cu tub Roentgen cu microfocar;
- nu necesită răcire cu apă;
- tensiunea anodică a tubului variază între 4 şi 45 kV la o intensitate de 450 μA;
- gabarite şi greutate reduse.

Cererile se trimit la adresa:

V/K TECHSNABEXPORT Moscova G-200, U.R.S.S.

Telefon: 44-32-85 • Telex: 974

Techsnabexport



MOSCOW - USSR

Difractometru Roentgen DRON-1

— Instalaţie universală pentru :
- analiza generală Roentgen a structurii
- studiul monocristalelor şi al texturii
- determinarea unghiurilor de secţionare a lamelelor monocristaline.

— Instalaţia poate funcţiona în camere cu înaltă şi joasă temperatură.

— Instalaţia asigură o precizie ridicată de măsurare a unghiurilor de difracţie.

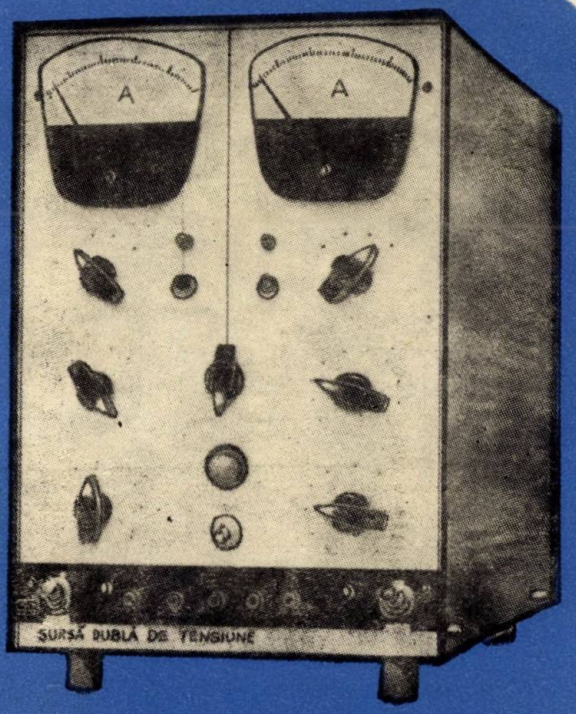
Cererile se trimit la adresa:

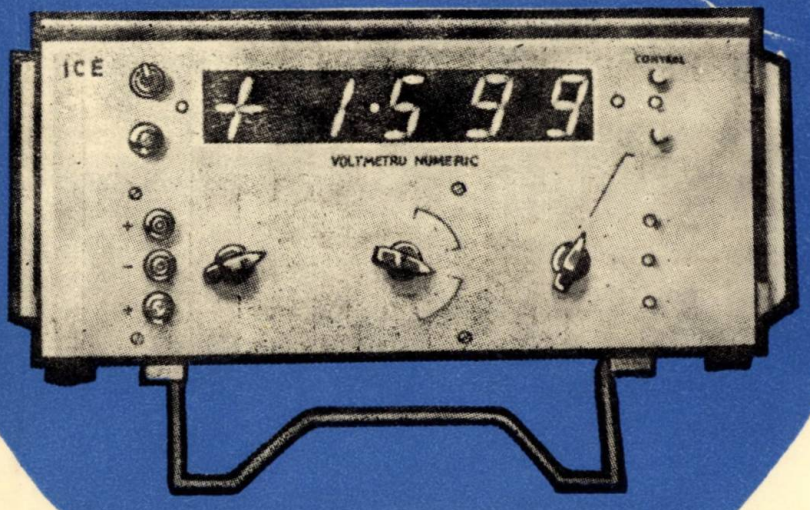
V/K TECHSNABEXPORT
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon : 44-32-85 Telex : 974

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

primeste comenzi de cercetare de aparate, instalații si materiale electronice cu utilizări în labo – ratoare si în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din tară.

Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalatii electronice :



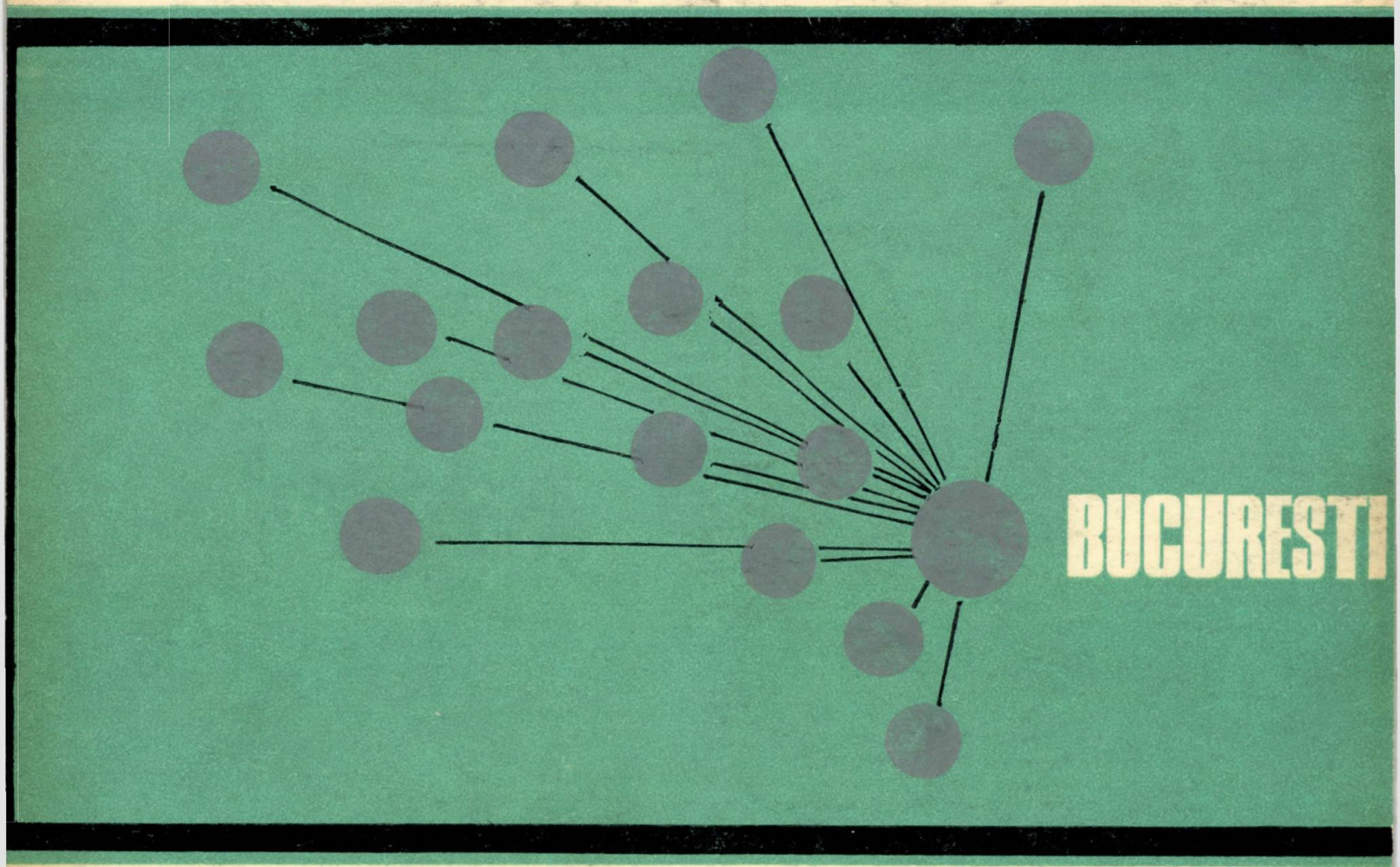


- aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice ;
- instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie ;
- aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze ;
- materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.

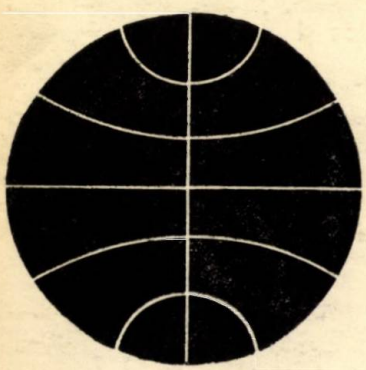
ICE, B-dul Kalinin 18 BUCUREȘTI

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1968. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:



BULGARIE
Raznoiznos 1
Rue Tzar Assen — SOFIA

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia ve Smeckach 30 — PRAGUE I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701.

POLOGNE
Ruch. Ul. Wilcza 46 — VARSOVIE

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
MOSCOU — G 200

1968 JUN 27

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Industrial Estate
Wellin G 30 Rougm Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — VIENNE XX

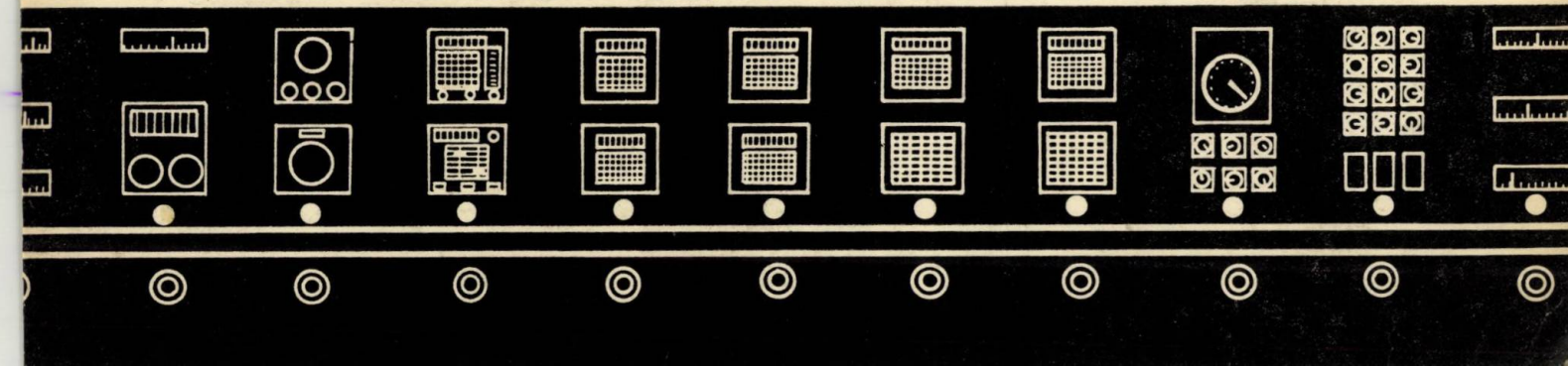
FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — PARIS 2

E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

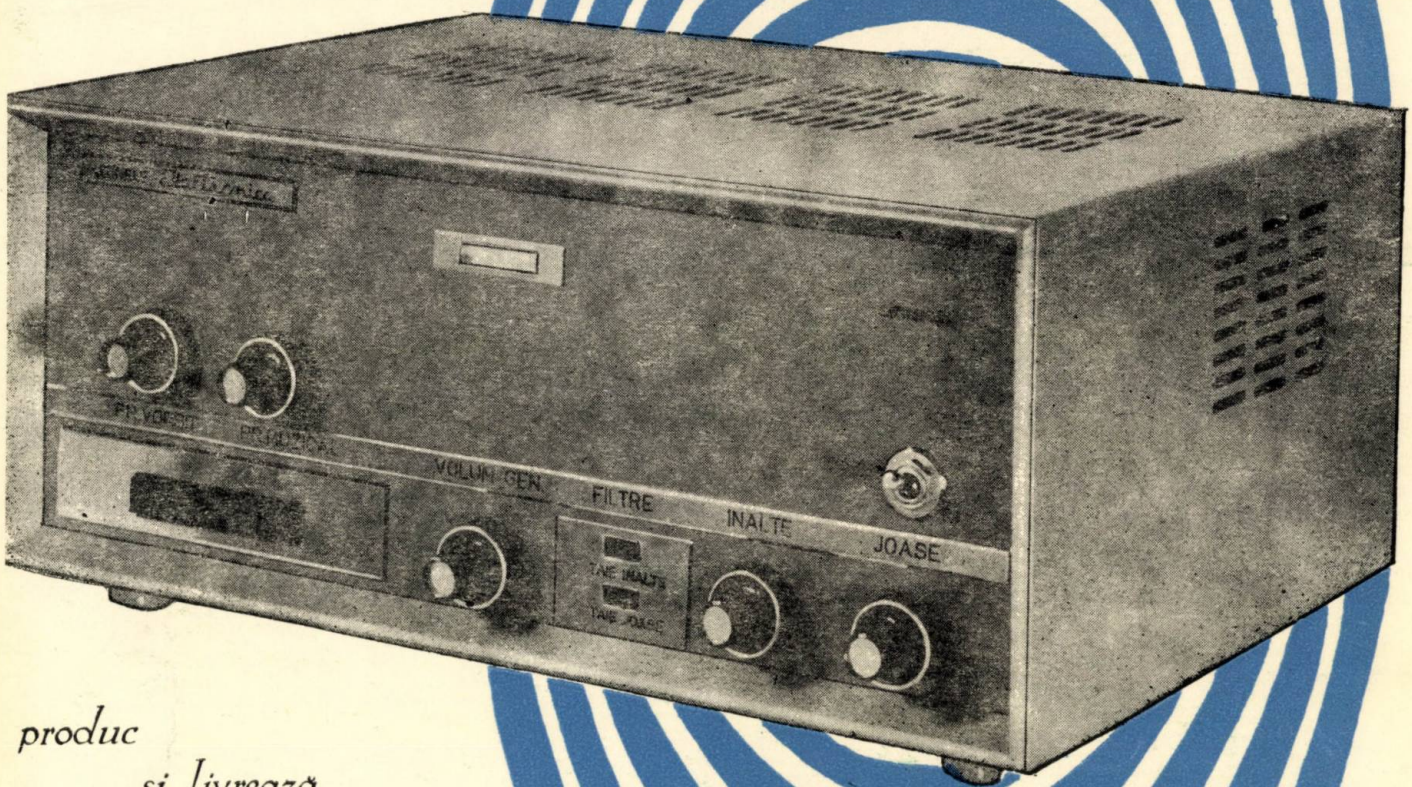
4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 12 ● Nr. 4 ● IULIE — AUGUST ● 1968



UZINELE

Electronica



produc

și livrează

fără repartiție amplificatoare electronice de radiofrecvență de 40 W, destinate în exclusivitate instalațiilor fixe pentru sonorizări și audiții colective, avînd următoarele caracteristici:

- **putere utilă de 40 W, neuniformitate de ± 3 dB între 40 Hz și 15 000 Hz;**
- **dimensiunile aproximative: 400 × 305 × 180 mm;**
- **greutate netă: circa 16 kg.**

Alimentarea se face de la rețeaua de c. a. 50 Hz la tensiunile 110 V, 120 V și 220 V ± 5%-10%

...ZEBOS...

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 4 (iulie—august), p. 149—196

CUPRINS

CZ 681.323.05 : 658.511

Papadache, I. :

Conducerea proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor numerice.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 150—156

Se expun aspectele generale ale introducerii calculatoarelor numerice în conducerea directă a proceselor tehnologice.

CZ 681.323 : 620.9 + 621.311.1

Badea, I. A. şi *Mirea, N.* :

Calculatoare electronice în energetică.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 156—165

Se prezintă situaţia actuală mondială şi în Republica Socialistă România a introducerii calculatoarelor electronice în energetică.

CZ 681.323 : 658.5.004

Grecescu Aurica :

Puncte de vedere economice în dezvoltarea şi utilizarea calculatoarelor de proces.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 166—170

Se elaborează o sinteză comparativă asupra introducerii calculatoarelor de proces în diferite ţări, din punct de vedere economic.

CZ 681.323 : 621.9

Predoi, A. şi *Dragoş, D.* :

Calculatoarele în domeniul maşinilor-unelte.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 170—175

Se examinează posibilităţile folosirii calculatoarelor în conducerea maşinilor-unelte.

CZ 621.374 — 24 : 621.382.2

Necula, N. şi *Necula Maria-Ana* :

Circuit basculant monostabil cu transistoare, cu revenire rapidă şi durată stabilizată.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 176—179

Se descrie o schemă nouă de circuit basculant monostabil cu revenire rapidă şi stabilitate mare a duratei impulsului generat, bazată pe proprietăţile unei punţi RC cu element neliniar în diagonală.

CZ 621.382.2 : 025.4

Bulucea, C. :

Asupra clasificării şi terminologiei tipurilor transistoarelor bipolare.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 179—186

Se dă o clasificare a transistoarelor fabricate astăzi pe plan mondial, propunîndu-se în acelaşi timp o terminologie în limba română.

CZ 621.316.722.1 — 523.8 : 621.382.2

Mihordea, P. :

Reglarea automată a tensiunii unui generator de 100 kW, 750 V, 8 000 Hz cu regulator electronic transistorizat.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, iul-aug 1968, p. 186—190

ACTUALITĂŢI 191—194

RECENZII 194—195

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil ; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. S. CĂLIN ; ing. E. DEATCU ; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; ing. D. DAMSKER ; ing. I. FELEA ; ing. A. MILEA ; ing. N. MIREA ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. GH. ȘTEFĂNESCU ; ing. I. TEODORESCU ; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația : București, str. Ion Ghica, nr. 3, sectorul IV, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România, sectorul I, București. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : 30 lei anual. Costul unui exemplar : 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23—25, București, c. 5448.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

40 549

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.323.05 :658.511

Пападаке, И.:

Управление технологи́ческими процессами при помощи числовых счетных устройств.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968, стр. 150–156

Приводятся общие аспекты внедрения числовых счетных устойств для непосредственного управления технологическими процессами.

ДК 681.323 :620.9+621.311.1

Бадя, И. А. и *Миря, Н.* :

Электронные счетные устройства в энергетике.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968, стр. 156–165

Описывается актуальное положение в мировом масштабе и в Социалистической Республике Румыния в связи с внедрением электронных счетных устройств в энергетике.

ДК 681.323 :658.5.004

Греческу Аурика:

Экономические точки зрения в развитии и использовании счетных устройств для процессов.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968 стр. 167–170

Разработан сравнительный синтез относительно внедрения счетных систем для процессов в различных странах, с экономической точки зрения.

ДК 681.323 :621.9

Предой, А. и *Драгош, Д.:*

Счетные машины в области станков.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968 стр. 170–175

Рассматривается возможность применения счетных машин в управлении станками.

ДК 621.374–24 :621.382.2

Некула, Н. и *Некула Мариа-Ана*:

Моностабильная колебательная цепь с транзистрами, с быстрым возвратом и стабилизированной продолжительностью.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968 стр. 176–179

Описывается новая схема моностабильной колебательной цепи с быстрым возбратом и высокой стабильностью продолжительности генерирования импульса, основанная на свойствах мостика с нелинейным элементом в диагонали.

ДК 621.382.2 :025.4

Булучя, К.:

О класификации и терминологии типов двухполюсных транзисторов.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968 стр. 179–186

Приводится классификация транзисторов, выпускаемых в настоящее время в мировом масштабе, предлагая в то же время терминологию на румынском языке.

ДК 621.316.722.1–523.8 :611.382.2

Михордя, П:

Автоматическая регулировка напряжения генератора в 100 квт, 750 вольт, 8000 герц с электронным транзисторным регулятором.

Automatica şi Electronica 12, № 4, июль – авг 1968 сур. 186–190

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 191–194

РЕЦЕНЗИИ 194–195

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.323.05 : 658.511

Papadache, I. :

Die Führung der technologischen Vorgänge mit Hilfe der Digitalrechnern.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 150–156

Dargestellt werden die allgemeinen Gesichtspunkte bzgl. der Einführung der Digitalrechner in die direkte Führung der technologischen Vorgänge.

DK 681.323 : 620.9 + 621.311.1

Badea, I. A. und *Mirea, N.* :

Digitalrechner in der Energietechnik.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 156–165

Gezeigt wird der allgemeine Stand und derjenige der Sozialistischen Republik Rumänien bzgl. der Einführung der Digitalrechner in die Energietechnik.

DK 681.323 : 658.5.004

Grecescu Aurica :

Wirtschaftliche Standpunkte bzgl. der Entwicklung und der Verwendung der Prozessrechner.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 166–170

Ausgearbeitet wird eine vergleichende Synthese bzgl. der Einführung der Prozessrechner in die verschiedenen Länder vom wirtschaftlichen Standpunkt aus.

DK 681.323 : 621.9

Predoi, A. und *Dragoş, D* :

Die Digitalrechner auf dem Gebiet der Werkzeugmaschinen.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 170–175

Es werden die Möglichkeiten untersucht bzgl. der Verwendung der Digitalrechner zur Leitung der Werkzeugmaschinen.

DK 621.374 – 24 : 621.382.2

Necula, N. und *Necula Maria-Ana* :

Monostabiler Pendelstromkreis mit Transistoren, mit Schnellrückgang und stabilisierter Dauer.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 176–179

Beschrieben wird ein neues Schema eines monostabilen Pendelstromkreises mit Schnellrückgang und grosser Stabilität der Dauer des erzeugten Impulses. Die Einrichtung beruht auf die Eigenschaften einer RC-Brücke mit nichtlinearem Element in der Diagonale.

DK 621.382.2 : 025.4

Bulucea, C. :

Ueber die Klassifizierung und Benennung der bipolaren Transistortypen.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 179–186

Es wird eine allgemeine Klassifizierung der heute hergestellten Transistoren angegeben und zugleich eine Terminologie in rumänischer Sprache vorgeschlagen.

DK 621.316.722.1 – 523.8 : 621.382.2

Mihordea, P. :

Selbstregelung der Spannung eines 100 kW, 750 V, 8 000 Hz-Generators mit Hilfe eines elektronischen Transistorreglers.

Automatica şi Electronica 12, H. 4, Juli-August 1968, S. 186–190

AKTUELLES 191–194

BUCHBESPRECHUNGEN 194–195

SOMMAIRE

CD 681.323.05 : 658.511

Papadache, I. :

La conduite des processus technologiques à l'aide des calculateurs digitaux.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 150–156

On expose les aspects généraux de l'introduction des calculateurs digitaux dans la conduite directe des processus technologiques.

CD 681.338 : 620.9 + 621.311.1

Badea, I. A. et *Mirea, N.* :

Calculateurs électroniques utilisés dans l'énergétique.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 156–165

On présente la situation actuelle mondiale et dans la République Socialiste de Roumanie de l'introduction des calculateurs électroniques dans l'énergétique.

CD 681.323 : 658.5.004

Grecescu Aurica :

Points de vue économiques dans le développement et l'utilisation des calculateurs de processus.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 166–170

On élabore une synthèse comparative concernant l'introduction des calculateurs de processus dans plusieurs pays, du point de vue économique.

CD 681.323 : 621.9

Predoi, A. et *Dragoş, D.* :

Les calculateurs dans le domaine des machines-outils.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 170–175

On examine les possibilités de l'utilisation des calculateurs pour la conduite des machines-outils.

CD 621.374 – 24 : 621.382.2

Necula, N. et *Necula Maria-Ana* :

Circuit basculant monostable à transistors à retour rapide et à durée stabilisée.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 176–179

On décrit un nouveau schéma pour un circuit basculant monostable à retour rapide et à grande stabilité de la durée de l'impulsion générée, basé sur les propriétés d'un pont RC à élément non linéaire en diagonale.

CD 621.382.2 : 025.4

Bulucea, C. :

Considérations concernant la classification et la terminologie des types de transistors bipolaires.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 179–186

On présente une classification des transistors fabriqués actuellement dans le monde et l'on propose en même temps une terminologie en langue roumaine.

CD 621.316.722.1 – 523.8 : 621.382.2

Mihordea, P. :

Le réglage automatique de la tension d'un générateur de 100 kW, 750 V, 8 000 Hz, à régulateur électronique à transistors.

Automatica şi Electronica 12, no. 4, juillet-août 1968, p. 186–190

ACTUALITÉS 191–194

COMPTES RENDUS 194–195

CONTENTS

DC 681.323.05 : 658.511

Papadache, I. :

The control of technological processes by means of digital computers.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 150–156

The general aspects concerning the utilization of digital computers for the direct control of technological processes are discussed.

DC 681.323 : 620.9 + 621.311.1

Badea, I. A. and *Mirea, N.* :

Electronic computers in the field of energetics.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 156–165

The present situation on a world-wide level and in the Socialist Republic of Romania from the viewpoint of the use of electronic computers in the field of energetics is presented.

DC 681.323 : 658.5.004

Grecescu Aurica :

Economic considerations concerning the development and utilization of process computers.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 166–170

A comparative synthesis regarding the introduction of process computers in different countries has been worked out in the light of economic considerations.

DC 681.323 : 621.9

Predoi, A. and *Dragoş, D.* :

The computers in the field of machine-tools.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 170–175

The possible uses of computers in controlling the machine -tools are examined.

DC 621.374 – 24 : 621.382.2

Necula, N. and *Necula Maria-Ana* :

A monostable transistorised trigger circuit with rapid reset and stabilised duration.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 176–179

The description is given of a new diagram of a monostable trigger circuit with rapid reset and a great stability in the duration of the generated impulse, based on the properties of an RC bridge with a nonlinear element in diagonal.

DC 621.382.2 : 025.4

Bulucea, C. :

Concerning the classification and the terminology of the bipolar transistor types.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 179–186

A classification of the transistors manufactured nowadays on a world-wide scale is given and a relevant romanian terminology is suggested.

DC 621.316.722.1 – 523.8 : 621.382.2

Mihordea, P. :

The automatic control of the voltage of a 100 kW, 750 V, 8 000 Hz generator with transistorised electronic regulator.

Automatica şi Electronica 12, nr. 4, july-august 1968, p. 186–190

NEWS 191–194

REVIEWS 194–195

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XII (pag. 149–196) **nr. 4, iulie — august** **București, 1968**

Conducerea proceselor de producţie cu ajutorul calculatoarelor numerice

Introducerea calculatoarelor numerice pentru conducerea directă a proceselor de producție constituie actualmente progresul cel mai important în instalațiile de automatizare industriale.

Cu toate că sînt încă dificultăți în aplicare și că concepția însăși a unei asemenea metode este în plină evoluție, totuși în numeroase domenii și pentru instalații importante o asemenea dotare a devenit o practică curentă. În industria energetică, unități cazan-turbină-generator avînd o putere de peste 200 MW sînt aproape întotdeauna dotate cu un calculator pentru operațiile de pornire, oprire, optimizare a performanțelor și a reglărilor. În petrol și chimie se studiază dotarea de la început cu calculatoare a instalațiilor de cracare, etilenă, amoniac și numeroase altele. În industria metalurgică, în furnale, laminoare, introducerea calculatoarelor se face într-o proporție crescîndă. În sfîrșit, în industria cimentului, hîrtiei, sticlei, în numeroase cazuri s-a dovedit că rezultatele obținute au justificat investițiile făcute în asemenea instalații cu calculatoare.

Industria din țara noastră are următoarele caracteristici care o fac aptă pentru o asemenea automatizare modernă:

— se folosesc tehnologii de tipul acelora enumerate mai sus în care s-a dovedit eficientă introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor;

— unitățile de producție sînt complexe și de mare productivitate, așa încît chiar creșteri mici ale acestei producții, datorite calculatoarelor, permit recuperarea investițiilor importante respective într-un termen scurt.

Introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor de producție necesită o importantă activitate pentru formarea cadrelor și de cercetare. În ce privește aceasta din urmă menționăm că cercetarea se referă la: optimizarea globală a proceselor de producție, studierea sistemelor adaptive, stabilirea de metode inginerești pentru determinarea modelului matematic al proceselor industriale, precum și stabilirea metodelor de introducere a sistemelor de reglare numerică pentru un ansamblu industrial cu care se reglează numeroși parametri.

În scopul cunoașterii tuturor acestor probleme și pentru a contribui la această importantă activitate de perspectivă în țara noastră, revista noastră își propune ca începînd cu acest număr să publice articole și informații asupra introducerii calculatoarelor în conducerea directă a proceselor industriale, în special pentru cea care poate fi realizată în țara noastră, precum și asupra cercetărilor legate de această introducere.

Prof. C. Penescu

Membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România

Ing. I. PAPADACHE

Conducerea proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor numerice

Conducerea proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor trebuie considerată ca principalul progres din ultimul timp în automatică. În afară de faptul că în felul acesta este posibilă efectuarea unui mare număr de calcule, această folosire a calculatoarelor asigură o mare flexibilitate în conducerea proceselor, ceea ce constituie un important progres față de rigiditatea concepției automatizărilor convenționale.

Optimizarea proceselor cu ajutorul calculatoarelor în ce privește regimul staționar prin metodele programării liniare constituie de pe acum o practică bine stabilită. Un orizont nou se deschide prin introducerea reglării numerice și în timpul regimurilor tranzitorii, fapt care va permite înlocuirea regulatoarelor analogice.

Conform unei statistici recente [1], în 1966 erau 1 352 procese industriale conduse prin calculatoare și se estimează că în 1970 numărul lor va depăși 3 000. Problemele ridicate de o astfel de automatizare sînt foarte complexe. Cu toate acestea, în unele domenii, precum grupele termoenergetice de peste 200 MW, procesele chimice, siderurgice, metalurgice etc. în care producția anuală pe unitățile de producție depășește o anumită valoare, dotarea de la început a instalațiilor de automatizare cu calculatoare a devenit o practică curentă.

Se înțelege actualmente prin conducerea proceselor prin calculatoare numerice următoarele două situații fundamentale :

— Calculatorul face, pe baza informațiilor primite din proces, calcule care pot servi operatorilor umani pentru a conduce procesul în conformitate cu un criteriu prestabilit. El nu influențează deci în mod direct procesul. Această situație se întîlnește în special în industriile în care această introducere a calculatoarelor este de dată recentă, și deci nu sînt încă suficiente rezultate experimentale, sau ca un prim pas pentru o conducere directă prin calculator. Cu această utilizare, denumită „off-line", se face o analiză rapidă a datelor primite din proces și se pune la dispoziția operatorului valoarea unui criteriu de performanță care să permită acestuia să ia decizii rapide în direcția optimului stabilit, în diferitele împrejurări și perturbații ale procesului.

— Calculatorul intervine direct în conducerea procesului tehnologic.

În industriile în care există o mai îndelungată experiență cu o asemenea instalație sau în care s-a realizat o primă etapă de tipul precedent se trece la o conducere directă a procesului prin calculator, conducere care la rîndul său poate avea două aspecte. Într-o variantă calculatorul numeric se suprapune unei instalații de automatizare de tip convențional, dotată cu bucle de reglare avînd regulatoare analogice. În acest caz calculatorul face calculele necesare stabilirii unui optim și, ca rezultat, modifică mărimile de intrare în buclele de reglare pentru ca procesul să realizeze optimul stabilit. Regimul tranzitoriu este deci condus de regulatoarele convenționale. O asemenea folosire a calculatoarelor numerice este denumită „on-line" și, în marea majoritate a proceselor industriale conduse prin calculator, se întîlnește actualmente această conducere în faza finală. În ultimii ani însă a apărut o variantă diferită denumită „in-line" în care calculatorul înlocuiește regulatoarele analogice și deci generează semnalele de comandă spre elementele de execuție. În felul acesta calculatorul preia și conducerea procesului în timpul regimului tranzitoriu. Această utilizare este denumită D.D.C. (Direct Digital Control) și introducerea acestei concepții a avut la început drept scop reducerea costului instalației de automatizare prin eliminarea regulatoarelor convenționale. Deși experiența cu sisteme D.D.C. este încă incipientă, se consideră totuși de pe acum că reglarea parametrilor procesului poate fi în felul acesta mult mai subtilă și mai eficientă. Instalațiile analogice convenționale realizează o mare varietate de tipuri de reglări : PID, cascadă, sisteme multiple fără interacțiune etc. Dificultatea principală apare însă o dată cu necesitatea realizării sistemelor adaptive, a introducerii unor algoritme de reglare diferite pe parcursul desfășurării procesului sau a unei strategii de optimizare variabile. Acestor cerințe le poate face față cu succes metoda D.D.C. prin calculator.

În ambele situații calculatorul are și unele sarcini suplimentare, și anume : supraveghere cu semnalizare și înregistrarea stărilor de avarii, calculare de bilanțuri de energie și materiale, operații de pornire și oprire a utilajelor în cazuri complicate. Trebuie observat însă că la defectarea calculatorului în cazurile off-line și on-line se pierde posibilitatea realizării unei conduceri optime prin operator sau direct. Un defect al calculatorului în cazul D.D.C. scoate din funcțiune întreaga automatizare. Implicațiile acestei utilizări vor fi examinate mai amănunțit într-un alt articol.

În legătură cu această nouă concepţie în conducerea proceselor industriale sînt de observat următoarele :

— Introducerea calculatoarelor off-line, on-line sau cu metoda D.D.C. nu a constituit în toate cazurile un succes. Proiectarea şi punerea în funcţiune a unei asemenea instalaţii este complexă, costisitoare şi ridică probleme specifice fiecărei utilizări. Pentru această activitate este necesar un timp îndelungat şi colaborarea a numeroşi specialişti — tehnologi şi automatişti. Deseori s-au făcut estimaţii mult prea reduse asupra investiţiilor respective şi proiectele au trebuit să fie abandonate pe parcurs din lipsă de fonduri suficiente. Este necesară deci o examinare atentă a tuturor implicaţiilor acestei folosiri a calculatoarelor înainte de a se începe lucrările de proiectare.

— În 1967 un simpozion al Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC) a fost consacrat acestei probleme [2]. Anul acesta sînt, de asemenea, organizate numeroase sesiuni pentru expunerea părţilor teoretice şi aplicative legate de introducerea calculatoarelor în conducerea directă a proceselor industriale.

— În numeroase ocazii revistele de specialitate şi firmele constructoare de calculatoare publică detalii ale proiectărilor, rezultatele obţinute şi calculatoarele folosite [3], [4]. Se va putea deci realiza asemenea instalaţii cu o informaţie din ce în ce mai bogată în anii ce urmează.

Eficienţa introducerii calculatoarelor în conducerea proceselor

„Avantajele introducerii calculatoarelor depăşeşte rareori 5% din valoarea producţiei precedente. Din această cauză trebuie examinată cu mare atenţie investiţia respectivă în raport cu beneficiile estimate de pe urma creşterii producţiei, reducerea rebuturilor, reducerea costului, reducerea întreruperilor şi creşterea calităţii"[5].

Din cauză că beneficiul suplimentar uzual este 2 — 5% din valoarea producţiei şi costul introducerii calculatorului creşte puţin cu creşterea dimensiunilor procesului respectiv, este de aşteptat de la început ca o astfel de instalaţie să fie rentabilă pentru complexe industriale mari, cu numeroase perturbaţii şi cu o mare complexitate. Statisticile actuale arată caracteristicile şi dimensiunile proceselor industriale la care introducerea calculatoarelor s-a dovedit rentabilă [5], [6].

Procedeele pentru a se calcula eficienţa economică a introducerii calculatoarelor nu sînt încă precis conturate pentru a fi valabile pe o scară largă. O metodă grosolană se bazează pe unele presupuneri rezultate din media informaţiilor publicate; se admite în mod arbitrar o creştere a producţiei de 2 — 5%, o reducere de 50% a deşeurilor etc. Desigur că o asemenea metodă este justificată numai pentru conturarea unui studiu într-o fază incipientă. O a doua metodă se bazează pe presupunerea că cu ajutorul calculatorului se poate obţine o performanţă mai ridicată în desfăşurarea procesului, de exemplu la o distanţă egală între cea actuală şi performanţa teoretică [7].

O altă metodă, mult mai precisă, presupune modelarea procesului şi a conducerii lui prin calculator, dar necesită timp mult pentru stabilirea modelelor matematice şi este costisitoare. În sfîrşit, în unele cazuri s-au făcut experimentări pe proces pentru a se stabili avantajele calculatorului [8].

În orice caz stabilirea eficienţei conducerii prin calculator nu este uşor de făcut nici înainte şi nici chiar după executarea instalaţiei. În ultimul timp au început să apară informaţii mai numeroase asupra performanţelor obţinute cu instalaţiile realizate, aşa încît această sarcină a devenit realizabilă cu un mai mare grad de precizie.

Stabilirea strategiei şi a sarcinilor calculatorului

„Pentru a stabili felul în care calculatorul va conduce procesul este indicat să se înceapă cu cea mai simplă structură de calcul care satisface cerinţele procesului şi să se extindă această structură pe măsură ce funcţionarea iniţială este bine cunoscută. Trebuie să se evite orice confuzie stabilind precis de la început diferitele niveluri ale conducerii prin calculator" [9]. Este desigur greu de stabilit o structură tipică pentru automatizările cuprinzînd calculatoare, din cauza diversităţii mari a proceselor industriale. Ceea ce este însă comun la toate aceste procese este prezenţa perturbaţiilor cărora trebuie să le facă faţă instalaţia de automatizare. Efectul perturbaţiilor asupra procesului şi felul în care automatizarea poate reduce aceste influenţe depind în mare măsură de frecvenţa perturbaţiilor şi această caracteristică permite o clasificare a perturbaţiilor în general şi, ca consecinţă, şi precizarea problemelor automatizării procesului respectiv [10]. Stabilirea corectă a acestei strategii este legată şi de cunoaşterea modelului matematic al procesului. În figura 1 se arată o asemenea clasificare a perturbaţiilor care conduce la considerarea a patru niveluri de automatizare, şi anume (fig. 2, [11]) :

Primul nivel cuprinde buclele de reglare simple pentru parametrii obişnuiţi, debite, temperaturi, presiuni, niveluri etc., care sînt influenţate de perturbaţiile cu frecvenţa cea mai mare. Caracteristicile de reglare sînt, de cele mai multe ori, de tip PID. De asemenea, sînt cuprinse în acest nivel şi reglările predictive, atunci cînd perturbaţiile se pot măsura, reglări în cascadă, reglări de raport. La acest nivel de automatizare sosesc, de asemenea, deciziile

de la nivelurile superioare de automatizare, cum ar fi modificările în valoarea mărimilor de referinţă.

Perturbaţiile care influenţează performanţele instalaţiei, care sînt măsurate sau care afectează programul impus, precum schimbările

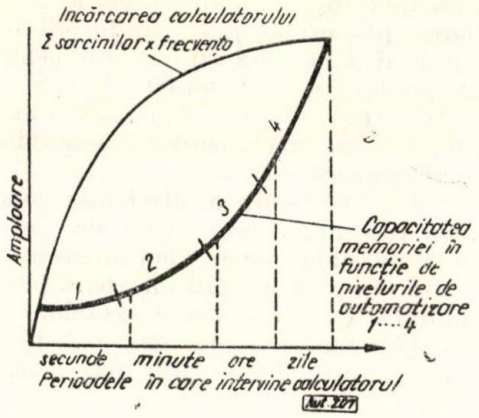


Fig. 1. Încărcarea calculatorului după frecvenţa perturbaţiilor.

de sarcini, schimbările în valoarea mărimilor de referinţă în diferitele bucle de reglare, se calculează în nivelul al doilea. Se cuprind deseori aci şi schemele de reglare cu elemente neliniare, structuri logice pentru porniri-opriri de

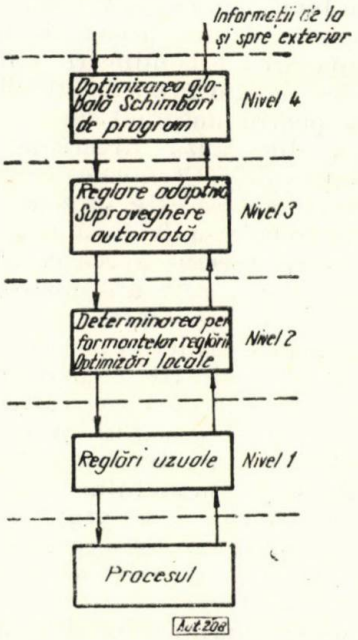


Fig. 2. Niveluri de automatizare în conducerea proceselor prin calculator.

utilaje care se pot realiza în mod satisfăcător numai cu metode numerice [12], [13].

Nivelul al treilea cuprinde perturbaţiile sau schimbările care influenţează parametrii procesului şi care apar mai rar decît cele precedente. Exemple de acest tip sînt: schimbări în dinamica procesului în decursul timpului, schimbări în caracteristicile elementelor componente şi care produc schimbări în desfăşurarea procesului. Aceste perturbaţii influenţează valorile numerice ale coeficienţilor folosiţi în modelul matematic, în performanţele urmărite sau în limitele parametrilor controlaţi. În acest nivel se realizează adaptarea parametrilor modelului la noile condiţii şi se stabilesc modificările necesare pentru obţinerea optimizării la nivelurile precedente; din această cauză, este denumit nivelul pentru automatizarea adaptivă.

În sfîrşit, perturbaţiile cu frecvenţa cea mai mică, care includ schimbări în mediul în care se desfăşoară procesul şi care influenţează structura lui, modificări legate de considerente economice rezultate din modificări ale pieţei, schimbări în programarea procesului, sînt prelucrate în nivelul al patrulea. La acest nivel se precizează performanţele generale ale procesului şi, în consecinţă, scopurile de atins la celelalte niveluri.

Din punctul de vedere al calculatorului, încărcarea lui, determinată de numărul sarcinilor înmulţit cu frecvenţa lor (fig. 1), creşte repede cu numărul sarcinilor din nivelul întîi din cauza frecvenţei mari a solicitărilor din această categorie (perioade de ordinul secundelor pentru fiecare sarcină), dar mult mai încet la nivelurile superioare *3* şi *4*, solicitările la aceste niveluri putînd fi rare; de exemplu, la intervale de ordinul orelor sau chiar al zilelor [14].

Sarcinile care implică calcule cu o frecvenţă mare şi care necesită o viteză mare de răspuns au de obicei prioritate faţă de alte sarcini, ca bilanţurile de materiale, valorile finale de productivitate, care sînt complexe şi care pot avea pînă în cele din urmă o mai mare importanţă în desfăşurarea globală a procesului. Este necesar deci de făcut de la început o scară de priorităţi.

Pentru precizarea celor de mai sus se pot da exemple atît de procese cu desfăşurare continuă, cît şi pentru procese în care o problemă fundamentală este automatizarea secvenţială de pornire şi oprire [11].

După ce s-au definitivat complet sarcinile şi strategia calculatorului, se pot preciza informaţiile pentru definitivarea instalaţiei. Aceste informaţii se referă la măsurile necesare, la metodele de a efectua modificări în proces la echipamentul de calcul, ca şi la legătura dintre proces, calculator şi operator. De asemenea, trebuie stabilită în acest scop şi frecvenţa cu care se utilizează aceste informaţii.

Proiectarea şi punerea în funcţiune a unui calculator care conduce procesul

După stabilirea sarcinilor calculatorului, etapa următoare este stabilirea echipamentului şi studierea costului instalaţiei pentru ca costul

total al proiectului să se încadreze în valoarea preliminară acceptată pentru această instalaţie. Este necesar de menţionat că în acest studiu al costului trebuie să se ţină seamă de numeroşi factori, ca: costul de achiziţionare

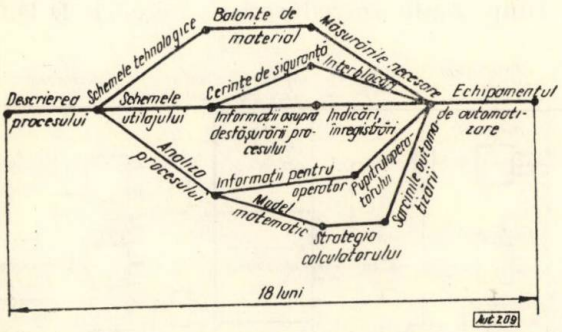


Fig. 3. Etapele proiectării tehnice pentru introducerea unui calculator de proces.

al echipamentului, costul proiectării, construcţiile necesare inclusiv asigurarea condiţiilor cerute pentru mediu, executarea instalaţiei inclusiv materialele, alimentarea cu energie, analiza procesului şi programarea necesară, inclusiv cheltuielile legate de punerea în funcţiune a calculatorului la nivelul final al sarcinilor prevăzute.

În ce priveşte aspectele proiectării tehnice, realizarea lor conduce într-o primă fază la o diagramă de tipul indicat în figura 3 [15]. Desigur că o parte din aspectele cuprinse în această diagramă au fost stabilite o dată cu definitivarea strategiei şi a sarcinilor calculatorului. De obicei parcurgerea acestei faze necesită aproximativ 1 — 5 ani. În ce priveşte realizarea instalaţiei, începînd de la definitivarea furnizorului şi pînă la primele operaţii pe proces, trebuie socotite aproximativ 15 luni.

Modelul matematic al procesului

O activitate importantă în legătură cu această nouă metodă este legată de stabilirea modelului matematic al procesului. Înţelegem aci un grup de ecuaţii sau reprezentări logice şi cantitative care descriu relaţiile dintre variabilele procesului. Acest model este un element cheie în conducerea procesului prin calculator şi din această cauză vom face o expunere mai detaliată a problemelor legate de întocmirea lui.

În general deci, modelul matematic va cuprinde ecuaţiile care permit calculatorului să calculeze valoarea unei variabile care nu se măsoară, instrucţiunile detaliate pentru porniri şi opriri, precum şi sistemul de ecuaţii necesar optimizării economice. Stabilirea unui asemenea model matematic necesită un timp îndelungat şi de exactitatea lui depinde în primul rînd succesul conducerii procesului. Studiul modelului necesită patru etape pentru stabilirea următoarelor aspecte:

— scopul modelului matematic;
— limitele sistemului modelat;
— clasificarea variabilelor procesului după importanţa lor;
— tipul modelului cerut.

Se dau unele detalii numai asupra ultimei etape, şi anume în tabela 1 se indică caracteristicile diferitelor feluri de modele [16].

Desigur că modelul cel mai complet este acel predictiv tranzitoriu şi el va fi necesar dacă regimul tranzitoriu al procesului este introdus în conducerea prin calculator, cum este cazul în optimizarea dinamică. Trebuie însă observat că şi în cazurile în care calculatorul conduce numai regimul staţionar este necesară cunoaşterea aprofundată a dinamicii procesului pentru a se verifica dacă sînt respectate constrîngerile

Tabela 1

Clasificarea modelelor matematice ale proceselor

Tipul	Forma şi funcţia	Aplicaţiile
De procedură:	a) grupe de condiţii ale procesului care trebuie impuse	pentru asigurarea exploatării conform prescripţiilor
	b) secvenţe logice ale desfăşurării procesului care trebuie urmate	reglare secvenţială
De calcul:		
a) Determinist:	sistem de ecuaţii care leagă variabilele nemăsurate cu cantităţi măsurate şi care permite să se stabilească desfăşurarea procesului	măsurări indirecte reglare planificată reglare optimală
b) Predictiv:	sistem de ecuaţii care leagă variabilele dependente de cele independente şi deci:	
staţionar	predetermină regimul staţionar care rezultă în urma unei modificări a variabilelor	reglare optimizare în regim staţionar
dinamic (tranzitoriu)	predetermină răspunsul tranzitoriu şi cel staţionar care vor urma unei modificări a variabilelor independente	reglare optimizare a regimului staţionar optimizare a regimului tranzitoriu

şi în perioada regimului tranzitoriu şi dacă strategia calculatorului în regim staţionar este concepută ţinîndu-se seamă şi de durata regimului tranzitoriu.

Baza teoretică pentru stabilirea modelului matematic derivă din cunoaşterea fenomenelor fizice şi chimice care au loc în proces.

O dată modelul matematic stabilit este necesar să se aleagă obiectivul urmărit prin optimizarea procesului condus prin calculator, adică expresia analitică a performanţei urmărite. Se poate urmări prin această conducere să se obţină un profit maxim sau un cost minim, o producţie sau calitate maximă etc.

Trebuie totuşi observat că sînt deseori dificultăţi serioase în stabilirea unui model matematic al unui proces, dintre care cea mai importantă provine din faptul că pentru unele procese nu se poate stabili o descriere teoretică detaliată. Orice progres în această direcţie se obţine numai prin cercetări extinse, ceea ce poate depăşi limitele acceptabile impuse de costul instalaţiei cuprinzînd calculatorul. În asemenea cazuri practica a arătat că se pot obţine modele satisfăcătoare, cu precizie mai limitată, rezultate prin stabiliri empirice. O altă limitare provine din faptul că modelul matematic determinat prin consideraţii teoretice este prea complex şi depăşeşte posibilităţile de calcul în timp util ale calculatorului. De altfel chiar în cazul proceselor bine cunoscute, pentru a se stabili modelul trebuie precizaţi parametrii sau coeficienţii care nu pot fi stabiliţi pe baza unor consideraţii teoretice. Este deci necesar ca consideraţiile teoretice să fie completate cu informaţii obţinute experimental. Trebuie totuşi accentuat faptul că un model matematic completat cu asemenea informaţii obţinute experimental nu poate fi extins la un alt proces similar şi deci că stabilirea modelului trebuie reluată pentru fiecare alt caz.

Rezultă din cele de mai sus că această activitate nu trebuie în nici un fel subestimată, reprezentînd una dintre condiţiile principale pentru obţinerea unui succes cu introducerea calculatorului.

Componenţa unei instalaţii cuprinzînd un calculator de proces

Această instalaţie, exclusiv elementele de măsură şi de execuţie, cuprinde dispozitive de intrare şi ieşire, unităţi de memorie cu mare capacitate, dispozitive intermediare, precum şi unitatea principală.

Din proces informaţiile sosesc în formă analogică sau numerică, contacte etc. Din alte părţi sosesc informaţii avînd ca suport, cartele, fişe etc. Echipamentul de intrare al calculatorului transformă aceste intrări în formă numerică, şi nume în limbajul calculatorului, şi ele sînt apoi prelucrate în unitatea centrală care cuprinde partea aritmetică, memoria rapidă şi echipamentul de comandă al calculatorului (fig. 4).

O caracteristică importantă a unităţii de calcul este viteza de prelucrare a informaţiilor. Vitezele necesare pentru alarmă, optimizarea în timp real, introducerea metodei D.D.C.,

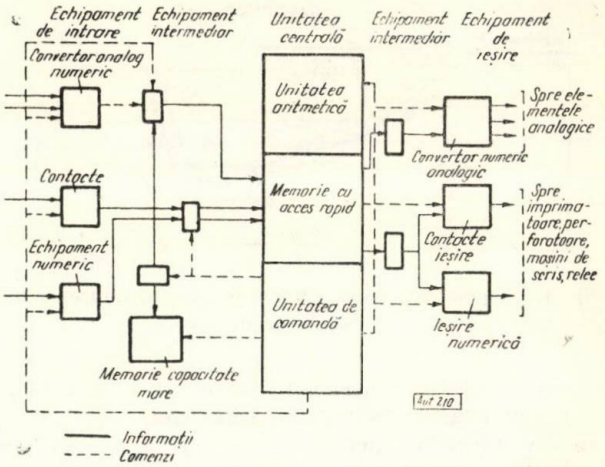


Fig. 4. Echipamentul central dintr-o instalaţie cu calculator

operaţii cerute de automatizarea secvenţială, sînt mult mai mari în calculatoarele de proces decît acelea cerute pentru conducerea operativă a întreprinderilor, adică pentru contabilitate, inventare, programări de producţie. Sarcinile de alarmă necesită testări de mai multe ori pe minut uneori la 2 — 4 secunde. Reglarea automată, fie cu regulatoare analogice în care calculatorul face optimizarea în timp real, fie cu metoda D.D.C., necesită prelucrări dese de informaţii. Pentru debite, de exemplu, testarea trebuie să se facă la intervale de 1 — 3 secunde, pentru presiuni la 30 secunde, pentru temperaturi la un minut sau mai rar. Oricum este de aşteptat necesitatea testării a 1 000 de puncte aproximativ într-un minut. Rezultă deci necesitatea unei mari viteze de prelucrare şi o memorie cu timp de acces foarte rapid.

Caracteristicile generale ale unui calculator destinat conducerii unui proces tehnologic depind de numărul buclelor de reglare analogice ale procesului. S-au indicat în cuprinsul acestui număr al revistei [17] caracteristicile generale pentru un calculator care conduce un proces avînd 50 — 200 de bucle de reglare analogice, situaţie care acoperă necesităţile marii majorităţi a proceselor uzuale.

Echipamentul pupitrului pentru operator

Acest echipament diferă considerabil de la proces la proces şi, în primul rînd, după cum calculatorul face optimizarea numai a regimului staţionar sau îndeplineşte şi sarcina D.D.C. Cu toate acestea se pot stabili anumite reguli

de bază care trebuie avute în vedere la proiectarea pupitrului operatorului [18], şi anume :

— „legătura dintre pupitru şi calculator trebuie să fie directă, simplă şi indicaţiile notate pentru operator clare şi uşor de înţeles ;

— calculatorul trebuie să afişeze imediat instrucţiunile introduse manual ;

— trebuie să se prevadă un echipament adecvat pentru oprirea funcţionării procesului sau pentru o conducere manuală de către operator atunci cînd calculatorul nu mai este disponibil ;

— valoarea parametrilor procesului trebuie obţinută şi citită uşor ;

— alarma trebuie să fie posibilă şi în cazul în care calculatorul nu funcţionează şi, deasemenea, înregistrarea ei".

Oricum, „hardware" şi software" necesare în legătură cu realizarea pupitrului de operator variază foarte mult. De obicei se alege o soluţie care face un compromis între cost şi condiţiile impuse de caracteristicile umane ale operatorului. Pupitrele de operator devin mai complicate dacă se trece de la conducerea unor procese simple continue la procese discontinue desfăşurate în sectoare sau la instalaţiile la care calculatoarele au şi sarcina D.D.C.

Organizarea specificaţiilor pentru o instalaţie cu calculator

Specificaţiile pentru asemenea instalaţii trebuie să fie foarte detaliate, cu mult mai mult decît pentru instalaţiile automate convenţionale [19], [20] şi în ele să se stabilească precis sarcinile şi responsabilităţile furnizorului şi beneficiarului instalaţiei, avîndu-se în vedere următoarele :

— responsabilităţile fiecărei părţi să fie precizate astfel încît limitele lor să poată fi determinate fără ambiguitate ;

— să nu existe nici un gol în răspunderile părţilor interesate : tot ce este necesar pentru proiectarea şi pentru realizarea instalaţiei să fie precizat în sarcina cui cade ;

— să nu fie o suprapunere de responsabilităţi ; în nici o fază să nu existe o responsabilitate comună.

În orice caz pentru patru aspecte din specificaţii trebuie să se acorde o atenţie deosebită, şi anume pentru „hardware", „software", punerea în funcţiune şi încercările respective, care sînt de altfel legate de cele precedente, şi în sfîrşit pentru garanţiile siguranţei funcţionării. Dintre aceste aspecte vom comenta în cele ce urmează numai pe ultimul. Siguranţa funcţionării este caracteristica individuală cea mai importantă într-o instalaţie cuprinzînd un calculator, mai ales dacă acesta preia şi sarcina D.D.C., şi pe de altă parte cea mai dificil de determinat prin încercări de scurtă durată. Din această cauză beneficiarul este nevoit să accepte recepţionarea unei instalaţii pentru care în realitate nu poate face proba cea mai importantă, şi anume siguranţa în funcţionare. Aceasta conduce la necesitatea unei definiri precise a defectărilor, precum şi a penalităţilor respective. Definirea trebuie să cuprindă o clasificare a lor, ca şi maximul de apariţii acceptate de exemplu anual, inclusiv penalităţile pentru cazul în care această limită este depăşită. Cea mai acceptată metodă de măsură pentru siguranţa în funcţionare este actualmente media timpului între defectări pentru mai multe instalaţii identice. Aceasta se calculează prin cumularea numărului total de ore de funcţionare şi împărţirea lui prin numărul de defectări plus una. Precizarea acestor noţiuni şi a felului de stabilire în practică, inclusiv interpretarea statistică a rezultatelor obţinute, constituie o problemă importantă, mai ales atunci cînd calculatorul are şi funcţia D.D.C.

Cercetări teoretice şi aplicative în legătură cu introducerea calculatoarelor în conducerea proceselor

Acestor cercetări trebuie să li se acorde o importanţă deosebită şi ele vor face obiectul unor expuneri detaliate în viitoarele numere ale revistei. Aci vom indica numai că cercetările legate de această aplicare abordează în principal următoarele aspecte :

— stabilirea metodelor matematice ale proceselor prin conlucrarea dintre automatişti şi tehnologii de specialitate, inclusiv a criteriilor de optimalizare practică pe procese specifice ;

— studiul introducerii metodei D.D.C. în conducerea proceselor industriale [21] ;

— caracteristicile calculatoarelor care conduc direct procesele tehnologice şi metodele pentru dimensionarea echipamentului respectiv [22] ;

— stabilirea eficienţei economice a introducerii conducerii proceselor prin calculatoare numerice.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Process computer scorecard.* In : Control engineering, sept 1966.

[2] *Digital computer applications to process control.* Second IFAC/IFIP international conference, Menton, 1967.

[3] Girling, B. *Process-control computers.* In : Control, febr 1968.

[4] Obstberg, W. *Computer ups cement production 5 percent.* In : Control engineering, sept 1966.

[5] Stout, T. M. *Computer control econmics.* In : Control engineering, sept 1966.

[6] Grecescu, A. *Puncte de vedere economice în dezvoltarea şi utilizarea calculatoarelor de proces.* In : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1968.

[7] Eisenhardt, R. D., Williams, T. J. *Closed-loop computer control at Luling.* În : Control engineering, nov 1960.

[8] Vanderslice, C. *Firestone applies computer control to its SBR plant.* In : Oil and gas journal, aug. 1965.

[9] Bernard, I. W. *Plan control at the right level.* In : Oil and gas journal, aug 1965.

[10] Stout, T. M. *Process control.* In: Datamation, febr 1966.
[11] Schoeffler, I. D., Wilmott, T., Dedourek, I. *Programming languages for industrial process control.* Second IFAC/IFIP international conference, Menton, 1967.
[12] Woodley, G. V. *Modeling and programming for D. D. C.* In: I. S. A. journal, mars 1966.
[13] Bernard I. W. *Advanced control algorithms for D. D. C. systems.* In: I. S. A. journal, april 1966.
[14] Nourse, T. M. *Decision making in systems engineering.* In: Instruments and control systems, april 1967.
[15] Drewry, H. S. *Project planning pays off.* In: Control engineering, sept 1966.
[16] Savas, E. *Computer control of industrial processes.* New York, Mc Graw-Hill, 1965.
[17] Actualităţi. In: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1968.
[18] Kern, J. L. *The computer operator interface.* In: Control engineering, sept 1966.
[19] Stout, T. M *Selecting a process computer vendor.* In: Control engineering, aug 1966.
[20] Weiss, E. *Working with the systems supplier.* In: Control engineering, sept 1966.
[21] *Digital control of large industrial systems.* IFAC/IFIP symposium, Toronto, 1968 (preprints).
[22] Weiss, M. D. *Instruments engineer's guide to digital control computer.* In: Instrumentation technology, sept 1967.

Conf. I. A. BADEA şi ing. N. MIREA

Calculatoare electronice în energetică

La introducerea calculatoarelor electronice în energetică au contribuit, într-o măsură egală, avantajele tehnico-economice şi siguranţa lor de funcţionare. Dacă acum cîţiva ani fabrica garanta un timp de funcţionare a calculatorului de 2 000 de ore între două defectări, azi s-au realizat disponibilităţi ale acestora de 99,5% [1].

Calculatoarele şi-au găsit în energetică un domeniu larg de folosire, atît în centralele termoelectrice, nuclearoelectrice şi hidroelectrice, cît şi în conducerea sistemelor energetice.

1. Calculatoare electronice în centralele termoelectrice

1.1. *Funcţiunile calculatoarelor*

Calculatoarele electronice de proces utilizate în centralele termoelectrice pot realiza următoarele funcţiuni:

a) Tratarea informaţiilor (fig. 1), în care calculatorul poate îndeplini una sau mai multe din funcţiunile următoare:

— înregistrarea automată a datelor, care constă în citirea automată ciclică a o serie de mărimi măsurate analogic, convertirea acestora în mărimi numerice, înregistrarea lor la o maşină de scris şi prelucrarea lor;

— semnalizarea automată a depăşirilor, în care se compară datele convertite numeric în calculator cu mărimile limită şi se semnalizează depăşirile;

— jurnalul de exploatare, imprimarea automată la maşina de scris a manevrelor care se realizează manual sau automat în exploatarea agregatelor principale;

— calculul randamentelor şi performanţelor de exploatare (randamente, medii, tendinţe etc.);

— analiza „post mortem", care constă în înregistrarea automată, la maşina de scris, a variaţiei principalelor mărimi ale instalaţiei înainte şi după avarie; variaţia mărimilor înaintea avariei este extrasă din memoria calculatorului numai în cazul în care a apărut o avarie.

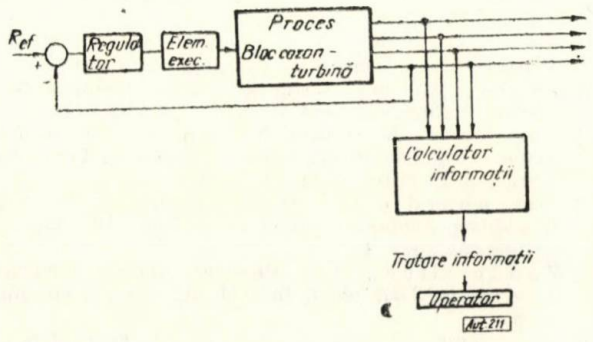


Fig. 1. Calculator de informaţie legat la proces.

b) Optimizarea procesului, în care calculatorul, pe baza prelucrării mai multor date din instalaţia tehnologică, intervine în reglarea procesului prin:

— modificarea mărimilor de referinţă a benzii de proporţionalitate şi a constantelor de timp ale regulatoarelor procesului la cazanele de abur (fig. 2);

— reglarea directă a procesului la cazanele de abur, fără intermediul regulatoarelor (fig. 3).

c) Comanda, în care calculatorul are funcţiuni logice şi dă comenzile necesare pentru pornirea şi oprirea agregatelor tehnologice principale (turbină, cazan de abur, instalaţii auxiliare).

Calculatorul de conducere automată (fig. 4), spre deosebire de cel de tratare automată a informaţiilor, realizează pe lîngă operaţiile acestuia din urmă şi funcţiunile de optimizare sau de comandă sau chiar ambele [2].

1.2. *Stadiul actual în lume*

Pe plan mondial, primul calculator electronic în energetică a fost introdus în 1958, la centrala Sterlington, la un bloc de 250 MW, cu funcţiune de tratare a informaţiilor.

Pe baza experienţei obţinute cu acest calculator, în 1959 s-a cumpărat, pentru blocul 1 de 230 MW de la centrala Little Gypsy din S.U.A. pe gaze, un calculator cu funcţiune de tratare a informaţiilor şi conducere, care a cerut un efort mare de punere la punct. A urmat apoi instalarea de calculatoare la două grupuri de 310 MW de la centrala Alamitos şi la blocul

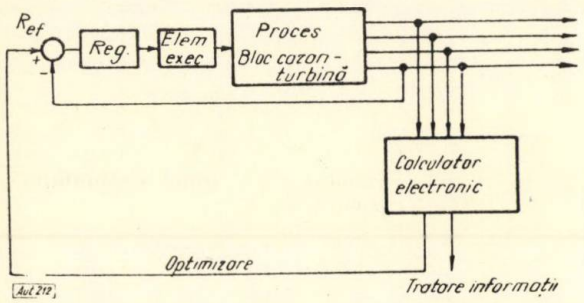


Fig. 2. Calculator de optimizare a procesului prin varierea mărimii de referinţă a regulatoarelor.

de 310 MW de la centrala Etiwanda, în anii 1962—1964. Aceste instalaţii au demonstrat eficacitatea tehnică a introducerii calculatoarelor de proces [2], [3].

O a doua generaţie de calculatoare a urmat în anii următori. Se remarcă în special introducerea de calculatoare de tratare a informaţiilor şi, într-o măsură mult mai redusă, a celor de conducere [3].

În tabela 1 se prezintă lista cu calculatoarele electronice de conducere instalate în S.U.A., iar în tabela 2, lista cu calculatoare electronice de tratare a informaţiei din Europa [3], [4], [5].

Din punctul de vedere al numărului calculatoarelor instalate în lume, se constată că în

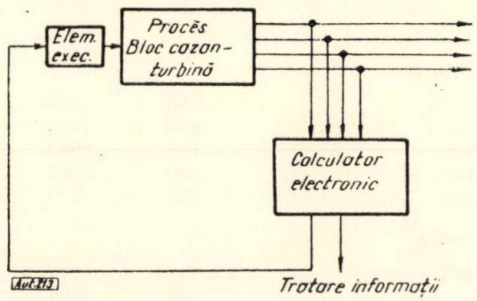


Fig. 3. Calculator de reglare directă a procesului.

prezent numărul acestora este încă redus, justificat prin faptul că în cei 10 ani de cînd s-a montat primul calculator s-au aşteptat rezultatele de exploatare de la unităţile instalate,

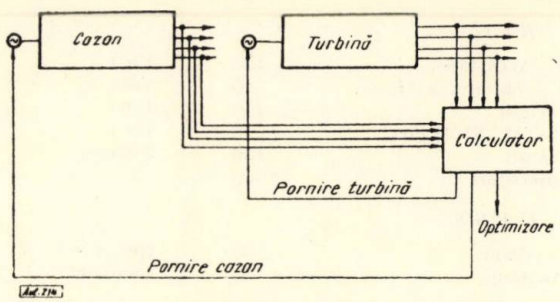


Fig. 4. Calculator de conducere automată.

Din unităţile instalate, după datele aproximative de care se dispune, calculatoarele de tratare a informaţiilor reprezintă peste 75%. Astfel, în Europa sînt de menţionat calculatoarele insta-

Calculatoare de conducere în S.U.A. *Tabela 1*

Denumirea centralei	Putere bloc, MW	Număr intrări				Capacitatea memoriei		Număr înregistrări	Anul punerii în funcţiune	Combustibil
		total	analogice	numerice	contacte					
Riverside nr. 1+2	35+ 40	230	230	0	0	4 000	16 000	—	1962	păcură
Huntington Beach nr. 1	210	1 055	547	3	505	—	53 000	47	1962	gaz-păcură
Huntington Beach nr. 2	210	1 055	547	3	505	—	53 000	47	1962	gaz-păcură
Little Gipsy	230	1 328	472	16	740	6 800	107 000	105	1961	gaz
Goldsboro nr. 3	265	2 580	1 122	11	1 347	8 192	86 000	180	1963	cărbune
Los Alamitos nr. 3	310	1 191	643	3	545	—	56 000	48	1962	gaz-păcură
Los Alamitos nr. 4	310	1 191	643	3	545	—	56 000	48	1962	gaz-păcură
Etiwanda nr. 3	310	1 284	693	3	588	8 000	40 000	58	1963	gaz-păcură
Etiwanda nr. 4	310	1 284	693	3	588	8 000	40 000	58	1963	gaz-păcură
Sewaren nr. 5	342	1 483	966	5	512	4 000	48 000	1 058	1962	păcură
Hudson	400	1 483	966	5	512	48 000	48 000	1 058	1965	cărbune
Paradise nr. 1	650	2 259	1 294	856	109	—	132 000	159	1963	cărbune
Paradise nr. 2	650	2 259	1 294	856	109	—	132 000	159	1963	cărbune
Mc. Donough nr. 1+2	2× 245	—	—	—	—	—	—	—	1963	cărbune
Widoms Creeck	2× 500	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Bull Run	1× 900	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Keistone	—	—	—	—	—	—	—	—	1968	—
Fort Martin	1× 500	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Thomas Hill	1× 500	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Tabela 2

Calculatoare de tratare a informaţiilor şi conducere în Europa

Centrala	Putere bloc, MW	Anul punerii în funcţiune	Funcţiuni			Combustibil	Observaţii
			înregistrare date	calcule randamente	conducere		
Franţa							
St. Ouen I	250	1964	×	×	—	păcură-gaz	
St. Ouen I	250	1966	×	×	×	păcură	
Porcheville	125	1963	×	×	—	păcură	
Porcheville	600	1967	×	×	—		
Champagne	250	1965	×	×	—	se încearcă optim. cărbune	
Italia							
La Spezia	2× 320	1963	×	×	—		
Civitavecchia	200	1964	×	×	—		
S. Barbara	2× 125	1964	×	×	—		
Porto Vesine	2× 240	1965	×	×	—		
Fusina	160	1965	×	×	—		
Torre Valdaliga	200	1966	×	×	—		
Anglia							
West Thurrock	200	1964—65	×	×	(×)	cărbune	(cond. cazan-turb.)
Fawley	4× 500	1968	×	×	×	păcură	
R.F.G.							
VkW—Westfalen	2× 175	1964	×	×	—		
CET — Hamburg Hafen	80	1965	×	×	—		
Westerholt	150	1965	×	×	—		
CET—TH. Stuttgart	3	1965	×	×	—		
Ingolstadt	150	1965/66	×	×	—		
Frimmersdorf	300	1966	×	×	—		
U.R.S.S.							
Smeiovskaia	200	1967/1968	×	×	×	cărbune	
Hovrinskaia	2× 100	1966/1967	×	×	×	gaz	

late în perioada 1963 — 1966 în Franţa, cele din Italia, R.F.G. etc.

Calculatoarele de conducere automată instalate au fost prevăzute în special pentru comanda automată a pornirii şi opririi grupurilor. O pornire a unui bloc, după ce toate pregătirile au fost făcute, necesită de la 300 pînă la 700 de operaţii consecutive [5]. Prin automatizarea pornirii se pot elimina 33% din riscurile de pornire. În general, s-au întîmpinat greutăţi deosebite la pornirea automată a cazanelor cu cărbune. La centrala West Thurrock s-a realizat pentru prima dată în lume pornirea automată cu calculator a unui bloc de cărbune pulverizat de 200 MW.

Greutăţi deosebite s-au întîmpinat la optimizarea proceselor în cazanele de abur.

Problemele foarte dificile de stabilire a modelului fac ca încă să nu se cunoască rezultate concludente în optimizarea funcţionării instalaţiilor cu calculator.

În Anglia, cu titlul experimental, s-au pus în funcţiune cîteva circuite de reglare comandate direct de calculator.

În U.R.S.S. s-au prevăzut, la două blocuri de 100 MW de la CTE 21 Hovrinskaia din Moscova, în 1964, calculatoare electronice de tratare a informaţiilor, comandă şi optimizare a funcţionării regulatoarelor automate. Blocul de 800 MW de la CTE Slaviansk este prevăzut cu calculator de tratare a informaţiilor şi de modificare a valorii de referinţă a regulatoarelor electronice [4].

Pe linia automatizării complete în centrale, realizarea cea mai avansată o constituie un ansamblu de trei calculatoare electronice Bailey, care execută automat toate funcţiunile de comandă a cazanului şi turbinei, ca operaţiile de pornire, oprire, înregistrare a valorilor, optimizare şi supraveghere a blocului. Ansamblul constă în două calculatoare electronice numerice şi unul analogic, coordonate între ele, însă lucrînd simultan. La un tablou centralizator se urmăreşte funcţionarea grupului şi se poate da comanda de oprire sau pornire a agregatului. La cerere se pot afişa mărimile dorite [6].

1.3. *Determinarea randamentului cazanelor*

O problemă deosebit de complexă care se poate rezolva cu ajutorul calculatoarelor este determinarea randamentului cazanelor şi a diferitelor pierderi. Sînt două metode de determinare a randamentului: o metodă directă şi o metodă indirectă.

Prin metoda directă, randamentul cazanului de abur este dat de relaţia :

$$\eta_{caz.} = \frac{Q}{B \cdot P_{ci}}, \qquad (1)$$

unde :

Q este cantitatea de căldură produsă de cazan, kcal/h ;

B — cantitatea de combustibil consumată orar, kg/h ;

P_{ci} — puterea calorică inferioară a combustibilului, kcal/kg.

Cantitatea de căldură este determinată de calculator pe baza debitelor de abur şi apă măsurate şi a entalpiilor aburului şi apei stabilite de calculator la temperaturile şi presiunile măsurate.

Dacă se notează cu $\Delta\eta_{caz.}$, ΔQ, ΔB şi ΔP_{ci} erorile care se fac în măsurarea sau determinarea mărimilor $\eta_{caz.}$, Q, B şi P_{ci}, rezultă că :

$$\eta_{caz.} + \Delta\eta_{caz.} = \frac{Q + \Delta Q}{(B + \Delta B)(P_{ci} + \Delta P_{ci})}. \qquad (2)$$

Scăzînd din aceasta ecuaţia (1), neglijînd infiniţii mici de ordinul doi şi împărţind rezultatul cu $\eta_{caz.} = Q/B \cdot P_{ci}$:

$$\frac{\Delta\eta_{caz.}}{\eta_{caz.}} = \left[\frac{Q + \Delta Q}{(B+\Delta B)(P_{ci}+\Delta P_{ci})} - \frac{Q}{B \cdot P_{ci}}\right]\frac{B \cdot P_{ci}}{Q}; \qquad (3)$$

$$\frac{\Delta\eta_{caz.}}{\eta_{caz.}} \simeq \frac{\Delta Q}{Q} - \frac{\Delta B}{B} - \frac{\Delta P_{ci}}{P_{ci}}. \qquad (4)$$

Abaterea pătratică a erorii în determinarea randamentului este :

$$\Delta\eta_{caz.}/\eta_{caz.} = \sqrt{(\Delta Q/Q)^2+(\Delta B/B)^2+(\Delta P_{ci}/P_{ci})^2}. \qquad (5)$$

Prin metoda indirectă, randamentul cazanului este dat de relaţia :

$$\eta_{caz.} = \frac{Q}{Q+Q_{pierd.}}, \qquad (6)$$

unde :

Q este căldura utilă ;

$Q_{pierd.}$ — pierderile în cazan.

Pierderile relative în cazanul de abur sînt :

$$\Sigma q = q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6, \%, \qquad (7)$$

unde :

q_2 este pierderea de căldură la coş, în % (sînt cele mai importante) ;

q_3 — pierderea de căldură prin nearse chimice (sînt practic zero la ardere corectă) ;

q_4 — pierderea de căldură prin nearse mecanice ;

q_5 — pierderea de căldură prin radiaţie şi convecţie către mediul ambiant (sînt de ordinul 0,3 ... 0,4%) ;

q_6 — pierderea de căldură prin căldura fizică a zgurei (se întîlneşte numai la evacuarea lichidă a zgurei).

Se scrie randamentul pentru cazan :

$$\eta_{caz.} = \frac{Q}{Q + Q_2}(1 - q_4 - q_5 - q_6). \qquad (8)$$

Eroarea de determinare, notînd cu Δ erorile :

$$\eta_{caz.} + \Delta\eta_{caz.} = \frac{Q + \Delta Q}{(Q + \Delta Q)(Q_2 + \Delta Q_2)}[1-(q_4+\Delta q_4)- - (q_5 + \Delta q_5) - (q_6 + \Delta q_6)], \qquad (9)$$

unde :

Q_2 reprezintă pierderile de căldură la coş.

Scăzînd valoarea lui $\eta_{caz.}$ şi împărţind cu $\eta_{caz.}$, rezultă eroarea relativă :

$$\frac{\Delta\eta_{caz.}}{\eta_{caz.}} = \frac{\Delta q_3 + \Delta q_4 + \Delta q_5}{1 - q_3 - q_4 - q_5} - \frac{\Delta Q_2}{Q_2} \cdot \frac{Q_2/Q}{1 + Q_2/Q} + + \frac{\Delta Q}{Q} \cdot \frac{Q_2/Q}{1 + Q_2/Q}. \qquad (10)$$

Pentru aceleaşi erori de măsură, metoda directă conduce la erori de cîteva ori mai reduse.

2. Folosirea calculatoarelor electronice în centralele hidroelectrice

În ultimii ani s-a pus problema utilizării calculatoarelor electronice şi în centralele hidroelectrice.

Date fiind caracteristicile centralelor hidroelectrice, care prezintă probleme de exploatare mai simple decît cele termoelectrice, calculatoarele electronice s-au utilizat în general numai în cazul unor amenajări mai complexe, cu un număr mai mare de centrale.

O astfel de amenajare, constînd în cinci lacuri de compensaţie şi patru centrale de pompare, prevăzute cu o instalaţie de dispecer hidraulic, pentru centralizarea exploatării aducţiunii şi a datelor hidraulice şi determinarea programului optim de exploatare pe întreaga amenajare, a fost prevăzută cu un calculator electronic. Acest calculator a fost instalat în punctul de dispecer [7].

Calculatorul are următoarele caracteristici :

— memorie rapidă 16 000 de cuvinte ;

— memorie auxiliară pe tambur, exploatabilă rapid, cu o capacitate de 200 — 250 mii de cuvinte ;

— o rezervă de programe sub formă de benzi perforate ;

— două maşini de scris de 10 — 15 caractere pe secundă, pentru înregistrarea datelor şi programelor ;

— o masă trasantă, pentru ridicarea rapidă a curbelor de volume, a debitelor, a temperaturii şi a nivelurilor ;

— o legătură telex cu centralele.

Calculatorul recepţionează 140 de valori de măsură la fiecare interval de timp de 2,4 secunde, din care 20 de măsuri glaciologice şi meteorologice (radiaţii solare, temperaturi, umiditate, precipitaţii etc.) şi înregistrează schimbările de stare a întrerupătoarelor vanelor, grupurilor, alarmelor etc.

Calculatorul primeşte valorile, le decodifică, le controlează unele în raport cu altele şi le memorizează simultan, le compară cu cele care fuseseră prevăzute prin programul de exploatare. Programele de căutare a optimului de exploatare vor fi date la 15 — 30 minute pentru bazinele mici şi la 2 — 3 ore pentru cele mari.

Date fiind numărul mare de probleme care trebuie încă să fie rezolvate pentru calculator, lipsa de experienţă şi de pregătire a personalului, s-a prevăzut o dezvoltare pe etape a calculatorului :

— în prima etapă, calculatorul va fi pentru informaţie şi calcule, ordinele de pornire şi oprire a grupurilor urmînd să fie date de la dispecer prin telefon; apoi se va putea telecomanda manual pornirea şi oprirea ;

— în final calculatorul va propune el însuşi manevre care vor trebui să fie confirmate de personalul de exploatare înainte de a fi executate manual.

Pentru calculator se prevăd :

a) efectuarea calculelor pentru optimizarea exploatării ;

b) scrutarea mărimilor de exploatare, înregistrarea lor şi semnalizarea depăşirilor ;

c) stabilirea previziunii debitelor ;

d) stabilirea programului pentru optimizarea exploatării fiecărei centrale în parte şi a întregii amenajări.

O altă amenajare, care va intra în funcţiune începînd cu 1968, constînd din patru centrale cu cîte două grupuri de cîte 30 — 40 MW, este prevăzută cu un calculator pentru supraveghere, comandă şi reglare. Calculatorul va fi instalat la dispecerul amenajării [8].

Calculatorul are o capacitate de acumulare de 16 000 de cuvinte şi este în legătură directă sau prin instalaţia de telemecanică cu grupurile centralelor. Calculatorul primeşte direct toate datele de măsură şi dă ordinele de comandă şi reglare pentru instalaţiile tehnologice. Se scriu pe una dintre maşini datele de avarie şi pe a doua maşină mărimile măsurate.

Pe baza datelor şi a planului de exploatare primit pentru 24 de ore, calculatorul dă ordinele de încărcare a grupurilor ; de asemenea, comanda şi repartiţia sarcinilor pe maşini.

În ţară se preconizează introducerea de calculatoare electronice la amenajarea de la Porţile de Fier.

3. Calculatoarele electronice în centralele nuclearoelectrice

Centralele nuclearoelectrice prezintă caracteristicile specifice care justifică din punct de vedere tehnico-economic introducerea calculatoarelor electronice :

— siguranţă foarte mare cerută în funcţionare ;

— puteri electrice foarte mari ;

— număr mare de date ;

— posibilităţi multiple de optimizare a procesului.

Funcţiunile principale care pot fi date calculatoarelor în centrale sînt :

— informarea şi prelucrarea datelor ;

— supravegherea ;

— optimizarea ;

— pornirea şi oprirea reactorului.

Funcţiunile de informare, prelucrarea datelor şi supravegherea sînt similare cu cele efectuate în cadrul centralelor termoelectrice, cu deosebirea că se includ aci şi unele operaţii specifice ca :

— detectarea ruperii barelor, prin măsurarea continuă a activităţii gazului în diferite canale ; se supraveghează o mie pînă la trei mii de canale ;

— supravegherea mărimilor analogice de la 1 000 la 2 500 de mărimi ;

— avertizarea personalului de schimbarea de stare.

Din aceste mărimi, circa 70% se parcurg cu o frecvenţă de 60 s, 29,5% la 6 s şi 0,5% la 0,5 s.

Calculatorul face şi calcule de :

— starea otrăvirii cu xenon ;

— calculul reactivităţii disponibile ;

— ţinerea la zi a hărţii cu fluxuri şi a iradierii cartuşelor ;

— contabilitatea cartuşelor.

Optimizarea procesului înseamnă optimizarea arderii elementelor combustibile şi funcţionarea reactorului.

Calculele se execută în următoarea ordine :

— bilanţul termic total pentru determinarea puterii cedate de miezul reactorului ;

— repartizarea spaţială a puterii pentru fiecare element de combustibil ;

— debitul, calitatea aburului şi fluxul termic pentru fiecare canal de răcire ;

— fluxul integrat pentru fiecare element de combustibil.

Pornirea şi oprirea reactorului. Instalaţia de pornire la unul dintre reactoarele instalate în Franţa constă în subsecvenţe clasice cablate, comandate prin calculatorul central, care face în acelaşi timp şi supravegherea. La o astfel de centrală sînt instalate două calculatoare, dintre care unul de rezervă, fiecare cu o memorie operativă de 16 000 de cuvinte de 18 biţi şi o memorie pe tambur de 200 mii de cuvinte de cîte 18 biţi.

La un alt calculator, memoria pe tambur de 80 mii de cuvinte este utilizată în felul următor:

— programul de lucru 16 mii de cuvinte;
— pornire-oprire şi alte comenzi cu program 20 mii de cuvinte;
— procese speciale de exploatare 20 mii de cuvinte;
— constante 20 mii de cuvinte.

O caracteristică interesantă a programului unui calculator folosit într-o centrală nucleroelectrică este următoarea. În caz de avarie, calculatorul indică nu numai avaria şi locul unde s-a produs, dar şi cauzele probabile care au putut conduce la avaria respectivă, punînd la îndemîna personalului de exploatare un mijloc rapid şi sigur pentru a interveni rapid şi eficace în această situaţie.

În tabela 3 se dau centralele nuclearoelectrice din Europa prevăzute cu calculatoare electronice [3].

Calculele care se efectuează în cadrul dispecerului sînt caracterizate prin faptul că sînt foarte laborioase şi complicate, impun un volum mare de muncă şi trebuie să fie rezolvate într-un timp foarte scurt pentru ca rezultatele acestora să fie încă utile.

Volumul foarte mare de calcule, ca şi siguranţa deosebită cerută în exploatarea sistemelor energetice mari, creează condiţiile corespunzătoare introducerii calculatoarelor electronice la dispecer.

Funcţiunile principale care se dau calculatorului la dispecer sînt:

a) efectuarea calculelor pentru exploatarea sistemului;

b) reglarea puterii de schimb pe liniile de interconexiune;

c) repartiţia optimă a sarcinilor pe centrale;

d) supravegherea şi controlul automat al sistemului cu înregistrare de date, semnalizare etc.

Tabela 3

Calculatoare pentru centrale nucleare

Centrale nuclearoelectrice	Putere, MW	Funcţiuni			Anul punerii în funcţiune
		înregistrare date	calcule randamente	funcţ. autom.	
Anglia					
Bradwell	2×150	×	—	—	1962
Berkeley	2×138	×	×	—	1962
Hinkley Point	2×250	×	×	—	1964
Transfynydd	2×250	×	×	—	1964
Dungeness	2×275	×	×	—	1964/5
Sizewell	2×290	×	×	—	1965
Oldbury	2×300	×	×	—	1966/67
Wylfs	2×590	×	×	—	1968/69
Franţa					
Chinon I	70	×	×	—	1962
Chinon II	218	×	×	—	1964
Chinon III	480	×	×	prevăzut	1965
Monts-d'Arrée	73	×	×	×	1966
St. Laurent des Eaux	480	×	×	×	1967
Italia					
Trino	185	×	×	—	1964
Gariglano	140	×	×	—	1965/66

4. Calculatoare electronice în conducerea sistemului energetic

Conducerea sistemului energetic se realizează de la centrul de dispecer. În acest scop se efectuează următoarele operaţii mai importante:

— stabilirea configuraţiei schemei electrice a sistemului, cu precizarea liniilor electrice pe care se face transportul de energie electrică;

— repartiţia optimă a sarcinilor între centralale electrice;

— reglarea frecvenţei şi a puterilor de schimb;

— fixarea valorii tensiunilor electrice în diferite puncte caracteristice ale reţelei electrice;

— ţinerea datelor statistice de exploatare.

În funcţie de condiţiile sistemului se poate alege una sau mai multe dintre funcţiuni.

Efectuarea calculelor se face astfel de calculatorul dispecerului:

a) în timp real, repartiţia optimă a sarcinii pe centrală şi grupuri;

b) reglarea automată frecvenţă-putere în timp real;

c) controlul centralizat al funcţionării sistemului energetic;

d) calculele tehnico-ştiinţifice.

Ca soluţii pentru automatizarea dispecerului se utilizează calculatoare numerice. S-a stabilit că pentru un sistem energetic de circa 20 000 MW sînt necesare o lungime de 10 000 ... 15 000 km

canale de transmisiune şi un număr de 1 ... 5 milioane de date zilnice.

Date fiind numărul mare de date cerute, ca şi complexitatea şi timpul impuse calculatorului pentru funcţiunile respective, se dau mai multe niveluri de prioritate pe calculator.

În prezent, sînt în funcţiune calculatoarele electronice la cinci sisteme din S.U.A., cu funcţiuni de reglare a puterii de schimb, repartiţie optimă a sarcinilor pe centrale, supraveghere şi control automat al sarcinilor pe centrale, şi cîte o instalaţie în Franţa şi Anglia, cu funcţiuni mult mai reduse [10].

În S.U.A., în urma avariilor care au avut loc în sistemul energetic din New York, se preconizează instalarea unui calculator de siguranţă care, primind toate informaţiile necesare din sistem, să poată arăta cum să intervină personalul de conducere de la dispecer în cazul unei avarii în sistem [10].

În cursul acestui an, în R.F.G. va intra în funcţiune, la Hamburg, un calculator Siemens, care va înregistra, semnaliza şi contoriza date din centralele şi staţiile sistemului. În viitor se prevede ca acesta să preia şi repartiţia optimă a sarcinilor, supravegherea siguranţei şi semnalizarea depăşirilor [11].

În ţară, la dispecerul naţional s-a instalat în 1966 un calculator de tip Elliott 4120, cu o memorie de 4 096 de cuvinte de 24 biţi, cu posibilităţi de extindere la 33 768 de cuvinte, care efectuează calcule pentru stabilirea regimurilor în sistem. În acest an, el va fi folosit drept consultant, iar în 1970 se preconizează racordarea lui directă în proces.

Se prevede ca în viitor să se introducă un calculator cu funcţiuni de conducere.

5. Calculatoare electronice în centralele din ţară

În cursul acestui an vor intra în funcţiune trei calculatoare în centralele termoelectrice din ţară, dintre care două la centrala Craiova şi unul la centrala Luduş.

5.1. *Calculatoarele electronice de la centrala Craiova*

Pentru cele două blocuri de 315 MW, echipate fiecare cu cîte două cazane Benson de 500 t/h pe lignit şi gaze naturale, s-a prevăzut cîte un calculator electronic de tratare a informaţiei, de tipul PSP —100 al firmei Schneider —Westinghouse (Franţa).

Calculatorul va realiza următoarele funcţiuni :

1. Înregistrarea automată a principalilor parametri de funcţionare (jurnalul de exploatare). În acest scop, circa 80 de mărimi (presiuni, temperaturi, debite, puteri, tensiune şi frecvenţă etc.) sînt scrutate periodic, valorile numerice respective fiind tipărite la o maşină de scris la intervale de 1/2 h.

2. Supravegherea automată a depăşirii valorilor limită, în care scop 420 de parametri (printre care circa 80 de parametri principali şi circa 300 de temperaturi) sînt scrutaţi cu o viteză de 20 — 25 de puncte pe secundă, depăşirile valorilor limită (maxim şi minim) fiind semnalizate acustic şi înregistrate pe o maşină de scris.

3. Supravegherea automată a stării de funcţionare a mecanismelor, calculatorul marcînd momentele de schimbare a stării.

4. Contorizarea a circa 10 mărimi (debit apă de adaos, energie electrică livrată sau consumată de serviciile proprii etc.), pe un interval de 8 h.

5. Determinarea performanţelor de funcţionare a blocului prin calculul automat al consumurilor specifice de căldură şi al pierderilor.

Calculul automat al indicilor tehnico-economici prezintă cîteva aspecte importante, şi anume :

— alegerea unor metode adecvate pentru calculul indicilor tehnico-economici ;

— asigurarea unei precizii corespunzătoare a calculelor ;

— obţinerea unei veridicităţi maxime a rezultatelor.

Conform programului stabilit împreună cu fabricile constructoare ale echipamentului tehnologic, urmează să fie determinate următoarele performanţe ale echipamentului tehnologic :

— randamentul total al blocului ;

— randamentul cazanelor de abur ;

— consumul specific al grupului turbogenerator (inclusiv postul de apă) ;

— randamentul alternatorului ;

— consumul specific al turbopompei de alimentare ;

— consumul specific al electropompei de alimentare ;

— indicii de funcţionare ai condensatoarelor turbinei şi turbopompei, precum şi ai preîncălzitoarelor de joasă şi înaltă presiune.

Alegerea mărimilor de mai sus, precum şi a pierderilor de căldură, a fost dictată de dorinţa de a pune la dispoziţia operatorului o informaţie completă şi operativă, care în acelaşi timp să indice şi principalele cauze ale deteriorării funcţionării economice.

În figura 5 este reprezentată o schemă simplificată a blocului, cu indicarea mărimilor folosite în calcul.

Alegerea formulelor de calcul pentru majoritatea indicilor nu a prezentat dificultăţi, folosindu-se formulele uzuale de bilanţ din termodinamică, cu observaţia ca eroarea introdusă prin simplificarea formulelor să nu depăşească $1‰ - 2‰$.

La cazanele de abur însă, datorită imposibilităţii practice de măsurare directă a cantităţilor de căldură produsă în focar prin arderea lignitului, s-a impus calcularea randamentului prin metoda indirectă.

În acest caz, randamentul cazanului se calculează cu relaţia :

$$\eta_{caz.} = 100 - \Sigma q, \qquad (11)$$

unde Σq este totalul pierderilor de căldură (procentual) şi se calculează cu formula :

$$\Sigma q = \frac{Q_{pierd}}{Q + Q_{pierd}}, \ \%, \qquad (12)$$

unde :

D_1, D_2 este debitul aburului viu de la cazanul 1, respectiv 2 ;

D_7 — debitul de abur consumat de preîncălzitorul de înaltă presiune nr. 7.

Pentru calculul entalpiilor se folosesc ecuaţii de stare simplificate.

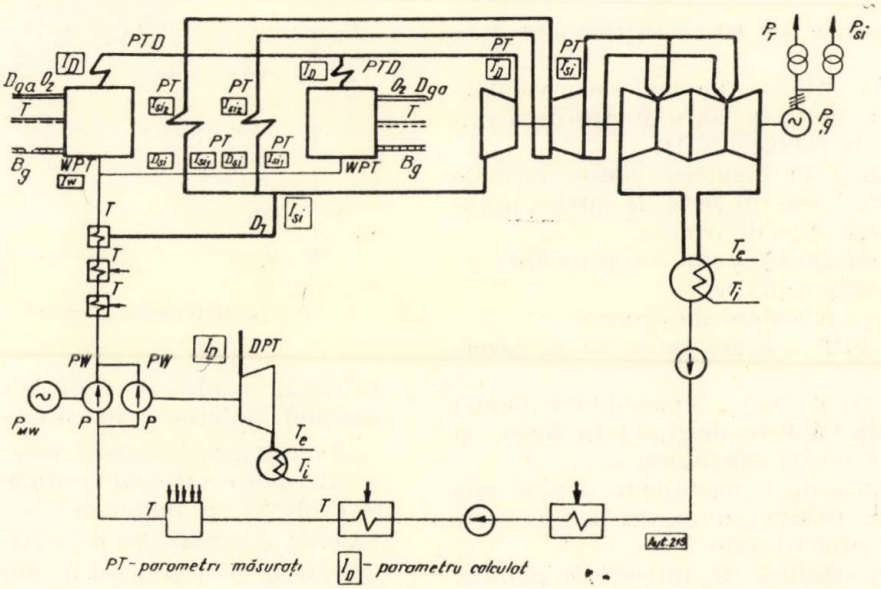


Fig. 5. Schema blocului de 315 MW cu indicarea punctelor de măsură folosite în calculul indicilor tehnico-economici.

în care :

Q_{pierd} reprezintă pierderile de căldură ;

Q — cantitatea de căldură utilă furnizată de cazan, calculată cu formula :

$$Q = W(I_D - I_W) + (I_{Dsi1} - I_{Dsi2}) D_{si}, \ \text{kcal/h}, \qquad (13)$$

unde :

W este debitul apei de alimentare, kg/h ;

D_{si} — debitul aburului la intrarea în supraîncălzitorul intermediar, kg/h ;

I_D — entalpia aburului la ieşirea din cazan, kcal/kg ;

I_W — entalpia apei de alimentare la intrarea în cazan, kcal/kg ;

I_{Dsi2} — entalpia aburului la intrarea în supraîncălzitorul intermediar, kcal/kg ;

I_{Dsi1} — entalpia aburului la ieşirea din supraîncălzitorul intermediar.

În timp ce debitul apei de alimentare W se măsoară direct, debitul aburului supraîncălzit intermediar D_{si} se calculează cu formula :

$$D_{si} = \frac{(D_1 + D_2) - D_7}{D_1 + D_2} D_1, \qquad (14)$$

Apa de alimentare :

$$I_W = 3 + t + \frac{3(1{,}9\,t - 100)}{100} + 1{,}25 - \frac{p - 0{,}7}{100}\left(1{,}6 - \frac{t - 100}{100}\right), \qquad (15)$$

formulă variabilă în intervalul $130 < p < 260$ at şi $100 < t < 180°$ C ; eroarea faţă de tabelele VDI nu depăşeşte 2 %.

Aburul :

$$I_D = I_0 - I_1 - I_2 ; \qquad (16)$$

$$I_0 = \sum_0^4 a_i x_i ; \qquad (17)$$

$$I_1 = \frac{p}{\sum_0^5 b_i x_i} ; \qquad (18)$$

$$I_2 = \frac{(P_a)^3}{y}, \qquad (19)$$

în care variabilele (x, y şi P_a) se calculează cu următoarele formule :

$$x = \frac{t + 273{,}15\ ^\circ C}{100\ ^\circ C}; \tag{20}$$

$$y = \sum_{0}^{6} d_i x_i; \tag{21}$$

$$P_a = \sum_{0}^{2} f_i P_i. \tag{22}$$

Valorile numerice ale coeficienţilor sînt date în literatură.

Formulele simplificate de mai sus, valabile pînă la 650° C şi 300 ata, au o eroare de maximum 1‰ faţă de tabelele VDI.

Pentru stocarea în memorie aceste formule sînt reprezentate printr-o serie de curbe, aproximativ prin segmente de drepte.

Pierderile de căldură $\sum q$ sînt compuse din :

— pierderile prin radiaţie ;

— pierderile prin ardere incompletă ;

— pierderile prin căldură sensibilă în gazele de ardere.

Pierderile prin radiaţie, dependente numai de cantitatea de căldură degajată în focar, se calculează după curba din figura 6.

Pierderile prin ardere incompletă depind atît de cantitatea de căldură degajată în focar, cît şi de natura combustibilului.

Cantitatea de căldură Q_b introdusă în focar prin arderea combustibilului se determină în funcţie de debitul apei de alimentare W.

Parametrul Ψ este dat de relaţia :

$$\Psi = \frac{Q_b - Q_{gaz}}{Q_b}, \tag{23}$$

unde :

$Q_{gaz} = B_g \cdot H_g$;

H_g — puterea calorică a gazelor de ardere ;

B_g — debitul de combustibil.

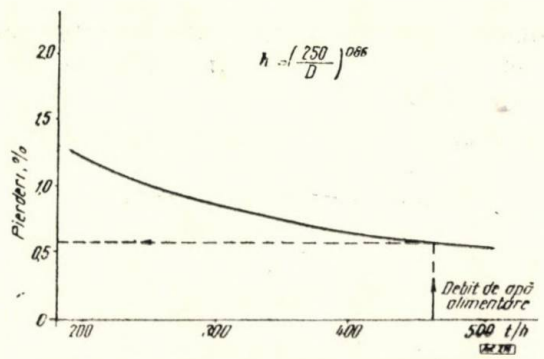


Fig. 6. Determinarea pierderilor prin radiaţie.

Din curbele prezentate în figura 7 se determină pierderile prin ardere incompletă în funcţie de Q_b şi Ψ.

Pierderile prin căldură sensibilă în gazele de ardere sînt proporţionale cu debitul gazelor de ardere şi cu diferenţa de temperatură dintre gazele de ardere şi aer, şi se calculează după o reţea de curbe stocate în memoria calculatorului.

Prin alegerea judicioasă a formulelor de calcul, precum şi prin folosirea unor aparate de precizie

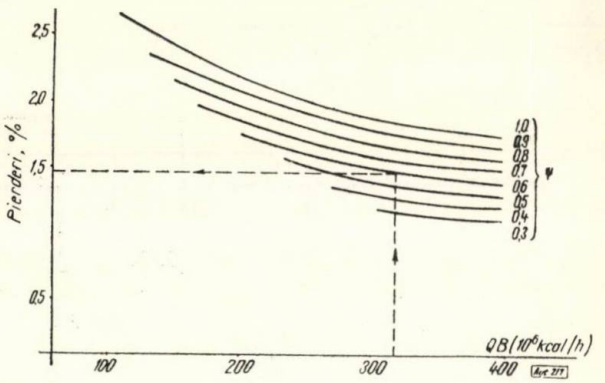


Fig. 7. Determinarea pierderilor prin nearse.

ridicată, se obţine o precizie satisfăcătoare în calculul indicilor tehnico-economici.

Analiza „post mortem" este destinată a furniza o informaţie cît mai completă asupra cauzelor şi evoluţiei în regim de avarie. În acest scop, valorile a circa 100 de mărimi principale sînt stocate în permanenţă în memoria calculatorului. Înregistrarea datelor se declanşează automat la 5 minute după semnalul de apel, comandat de una dintre mărimile care definesc regimurile de avarie. Intervalul de timp în care se face înregistrarea datelor este $t_0 - 2$ h pînă la $t_0 + 5$ min, t_0 fiind momentul de apariţie a semnalului de apel. Totodată starea a 74 de mecanisme este înregistrată la momentul t_0 pentru a se completa imaginea avariei. În cazul în care nu apare regimul de avarie, după un timp dat datele reţinute în memorie sînt şterse în mod automat.

Performanţele calculatorului. Calculatorul este de tip industrial, cu program înregistrat, şi este caracterizat prin siguranţă mare şi gabarit redus. El dispune de o memorie pe ferite de 4 096 de cuvinte, 15 biţi, şi o memorie pe tambur magnetic de 64 000 de cuvinte de 15 biţi. Are 256 de adrese exterioare. Viteza de scrutare a mărimilor este de 20 —25 de măsuri pe secundă. Calculatorul dispune de trei maşini de scris tip IBM 735 şi este prevăzut cu opt niveluri de prioritate, ordonate după necesitatea de intervenţie a acestuia, prioritate maximă dîndu-se funcţiunilor de scrutare şi semnalizărilor.

Se utilizează codul binar cu adresele scrise exterior în cod octal. Lucrează cu virgulă fixă şi, prin programare, cu virgulă mobilă. Sînt cablate numai adunările şi scăderile, restul operaţiilor aritmetice fiind realizate prin sub-

programe. Ca viteze în calculatoare se menţionează :

— timp de acces la memoria pe ferite 8 μs ;
— fază de instrucţiune totală 16 μs ;
— adunare, scădere 40 μs ;
— transfer elementar 4 μs ;
— multiplicare 2 500 μs.

Din punct de vedere constructiv, calculatorul este realizat cu module cu circuite imprimate. Este complet transistorizat şi este realizat cu transistoare şi diode cu siliciu.

O primă maşină de scris este utilizată pentru înregistrarea mărimilor semnalizate în caz de depăşire şi a stării contactelor. O a doua maşină înregistrează mărimile măsurate care trebuie să fie consemnate şi trecute în rezultatele de bilanţ. Cea de-a treia maşină face înregistrarea valorilor în cazul analizei „post mortem" şi serveşte ca rezervă în cazul defectării uneia dintre celelalte două maşini.

În caz de depăşire a limitelor, se face afişarea numerică luminoasă a mărimii respective.

5.2. *Calculatorul de la centrala Luduş*

La această centrală, cu o putere de 800 MW, urmează să intre în funcţiune, în acest an, un calculator de informaţie de tip ARCH —100 al firmei Elliott. Acesta va prelucra informaţiile de la patru grupuri de 100 MW şi două de 200 MW, care funcţionează cu gaz metan.

Funcţiunile sale sînt următoarele pentru fiecare bloc :

— calculul puterilor medii produse şi consumate ;

— determinarea debitelor medii de gaz metan consumate ;

— stabilirea valorilor medii ale parametrilor scrutaţi ;

— determinarea consumurilor specifice de căldură reale şi compararea acestora cu valorile de calcul pentru condiţiile date de funcţionare ;

— calculul pierderilor de căldură la cazan, în gazele de ardere la coş, prin nearse chimice, purjă continuă, murdărirea condensatorului, abaterea parametrilor principali faţă de cei de calcul.

Ţinînd seamă de natura combustibilului şi caracteristicile agregatelor, calculul randamentului se efectuează prin metoda directă.

Pentru realizarea funcţiilor de mai sus se scrutează 134 de mărimi.

Calculatorul, de tip industrial, complet transistorizat, realizat din blocuri funcţionale, are o memorie de 8 192 de cuvinte de 18 biţi, cu viteza de calcul la adunare de 180 μs.

Se preconizează ca în viitor acestui calculator să i se dea şi unele funcţii de optimizare a arderii.

Experienţa care se va acumula cu cele trei calculatoare de la centralele Craiova şi Luduş, care intră în funcţiune în acest an, va permite să se ia hotărîri pentru utilizarea calculatoarelor în viitor în centralele termo şi hidroelectrice care vor intra în funcţiune după 1970.

BIBLIOGRAFIE

[1] Elge, B. ş.a. *Procedee pentru mărirea siguranţei de exploatare în întreprinderile automatizate cu ajutorul calculatoarelor electronice folosite la supravegherea proceselor tehnologice.* In : Energetica şi Electrotehnica (IDT) 7, 1967, p. 429—439, după ETZ-A, nr. 1, 1967, p. 21—26.

[2] Badea, I. A. *Calculatoare electronice în centrale termoelectrice.* In : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1965, p. 261—269.

[3] Ernst, D. *Die Entwicklung zum automatischen Dampfkraftwerk.* În : BWK, nr. 10, 1965, p. 471—475.

[4] Referat IRME. *Tendinţe actuale în automatizarea centralelor electrice.* Preocuparea IRME în domeniul automatizării termice. Propuneri pentru viitor. Bucureşti, mart 1968.

[5] Shalman, M. P. *Some problems in the automation of thermal power stations.* In : Combustion, mart 1967, p. 14—16.

[6] *Bailey announces a new system for complete power plant automation.* In : Combustion, nov 1964, p. 21.

[7] Meystre, P. *Emploi d'une calculatrice électronique en vue de l'exploitation des adductions de la Grande Dixence et de ses usines de pompage.* In : Technik, nov 1964, p. 327—328.

[8] Wolfrom, E. *Prozessrechner für österreichische Laufkraftwerke.* In : Siemens Zeit., iun 1967, p. 583.

[9] Moinereau. *Systèmes de traitement de l'information pour la surveillance et la conduite des centrales nucléaires.* In : La technique moderne, aug-sept 1965, p. 403—406.

[10] Cuenod, M. *Unele tendinţe ale evoluţiei metodelor de reglare în reţelele din S.U.A.* In : Bull. de l'ASE, nr. 3, 1967, p. 137—144.

[11] *Informaţie.* In : Regelungstechnik, nr. 2, 1967, p. 78.

[12] Kruse, H. *Einsatz elektronischer Prozessrechnenanlagen in den Dampfkraftwerken.* In : BWK, nr. 5, 1964, p. 234—240.

Econ. princ. AURICA GRECESCU

Puncte de vedere economice în dezvoltarea şi utilizarea calculatoarelor de proces

1. Producţia de calculatoare

În ultimii cinci ani introducerea calculatoarelor de proces a cunoscut un mare avînt. Firmele producătoare de calculatoare, fiind interesate, dau asistenţă la instalarea lor şi urmăresc rezultatele obţinute.

În prezent în S.U.A sînt instalate circa 900 de calculatoare de proces. În Europa de Vest sînt instalate 400 de calculatoare, iar restul lumii capitaliste foloseşte numai 300 de calculatoare [1], [2].

La începutul anului 1967, numărul de calculatoare instalate în procesele industriale, repartizate pe ţări, era următorul [2]:

— S.U.A.	866;	— Germania de Vest	58;
— Anglia	132;	— Canada	27;
— Franţa	122;	— Alte ţări capitaliste	20.
— Japonia	99;		

Repartiţia calculatoarelor pe industrii este dată în diagrama din figura 1, reprezentînd toate domeniile industriale, în care s-au introdus calculatoarele din Europa.

Cele mai multe dintre aceste calculatoare aparţin firmei General Electric cu 216 de calculatoare, urmată de firma I.B.M. cu 133 de

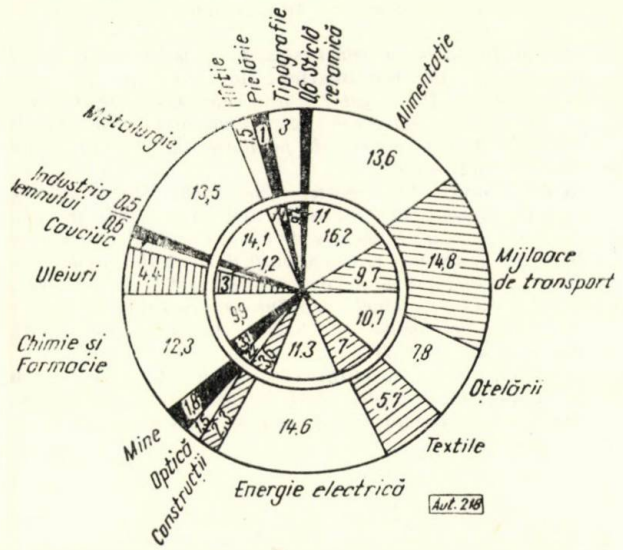


Fig. 1. Distribuirea calculatoarelor în industrie în anul 1965. Cercul interior reprezintă ţările din E.E.C. cu 1556 calculatoare; cercul din afară reprezintă celelalte ţări europene cu 1235 calculatoare.

calculatoare şi Scientific Data Systems cu 127 de calculatoare. Alte firme producătoare de calculatoare intră în această competiţie: AEG, Siemens, Hitachi-Japonia, Philips, Research etc.

În cadrul economiei unei ţări care foloseşte un număr mare de calculatoare, ca Anglia de pildă, repartiţia lor pe diferite ramuri industriale era următoarea (în anul 1966):

aplicaţii	*numărul de calculatoare*
chimie şi petrol	34
producerea energiei electrice şi distribuţia ei	30
industria metalelor	29
apă şi gaz	6
hîrtie şi tipografii	6
ciment	3
transportul pe căi ferate	3
industria cargourilor	3
alte industrii	16
total	130 de calculatoare

Producătorii de calculatoare îşi au producţia vîndută dinainte. În felul acesta ei s-au selecţionat pe diverse domenii de aplicaţii ceea ce a făcut posibilă apariţia altor producători, aşa cum se arată în [4].

Apariţia reglării numerice directe, a calculatoarelor mici, a concepţiei „time sharing”*, a posibilităţii de multiprogramare, a făcut posibilă utilizarea acestui echipament şi la unităţile industriale mai mici. De fapt, noile elemente constructive conferă sistemului o mai mare densitate şi o viteză mai mare.

Motivarea avîntului luat de calculatoare constă în:

— necesitatea de a rezolva rapid probleme importante;

— necesitatea reducerii preţului de cost pe operaţie.

Doi sînt factorii care continuă în prezent să frîneze dezvoltarea aplicaţiilor calculatoarelor, şi anume:

— lipsa şi insuficienţa informaţiilor în ce priveşte calea pe care procesele industriale se vor dezvolta;

— necesitatea urgentă de a perfecţiona din punct de vedere tehnic aparatura, pentru a fi capabilă să lucreze în cele mai dificile condiţii industriale.

2. Costul calculatoarelor

Costul echipamentului de calcul depinde de două caracteristici de bază: tipul unităţii centrale şi volumul de dispozitive periferice, respectiv capacitatea memoriei interne şi viteza de calcul. De asemenea preţul calculatorului depinde de tipul de canale de intrare-ieşire, de existenţa multiprogramării etc.

* Împărţirea memoriei la mai mulţi beneficiari.

Preţul părţii software a calculatorului depinde de extinderea acestei părţi (existenţa unui program dispecer evoluat, a volumului programelor de asamblare şi compilare a programelor specifice diferitelor aplicaţii etc.).

Potrivit legii lui Groch, cheltuielile pentru un sistem de calcul sînt invers proporţionale cu rădăcina pătrată a vitezei echipamentului.

În tabela 1 sînt indicate cîteva preţuri de calculatoare [5].

Tabela 1

Producător	Tipul de calculator	Capacitatea memoriei, kilocuvinte	Lungimea cuvîntului, biţi	Ciclul memoriei, s	Media preţului, dolari 000
Control Data	CDC 636	4–32	15	4	60– 300
	CDC 1700	4–32	16	1,1	28– 200
Elliott Automation	ARCH 102	4– 8	13	6	10– 20
	ARCH 2000	8–65	24	6	20– 35
	ARCH 9000	8–64	18	6	60– 180
Foxboro	97400 A	4–32	12	1,5	125– 325
	97600 A	4–32	18	1,75	150– 350
General Electric	GE/PAC 4020	4–32	24	1,6	58– 300
Phönix	GE/PAC 4060	4–64	24	1,6	84–1 500
Honeywell	H 21	2–16	18	6	55– 175
Fort Washington	Pa H 610	4–16	24	–	100– 300
International Business Machine	IBM 1800	4–32	18	2 sau 4	47– 129
Scientific Data	SDS	4–32	24	1,75	95– 125
Systems	Sigma 2	4–65	16	0,9	26– 40

Preţul calculatoarelor tinde să scadă datorită micşorării preţurilor elementelor constructive şi apariţiei altora cu caracteristici mai bune şi preţuri mai ieftine (circuite integrate, circuite LSI-large scale integration–, firmware). În ultimul timp, preţul calculatoarelor tinde să scadă datorită existenţei concurenţei dintre firme şi uzurii morale, care este progresivă.

Practicarea sistemului de închiriere a calculatoarelor duce la scăderea preţului de cost la tipurile de calculatoare ceva mai vechi.

3. Aplicaţii industriale ale calculatoarelor de proces

Din literatură reiese că aplicaţiile calculatorului de proces devin din ce în ce mai numeroase şi pînă în prezent s-au identificat circa 38 de aplicaţii.

Citãm mai jos cîteva exemple :

— Industria ţiţeiului: un calculator ARCH 8 000 în Cehoslovacia, un calculator la rafinăria Feyzin din Franţa cu o capacitate anuală de 10 milioane t, un calculator IBM 1 800 introdus la rafinăria Paulsboro NY ; rafinăria Esso din Milford Haven a introdus un calculator Ferranti Argus 500.

— Industria metalelor, în anul 1963, avea 55 de calculatoare ; după doi ani erau instalate 144 de calculatoare. Cele mai recente instalaţii de laminare a benzilor, cu capacităţi anuale de 3 — 5 milioane t, sînt proiectate de la început cu calculator.

— În industria cuptoarelor de ciment se justifică introducerea unui calculator la un cuptor cu peste 500 t/zi.

— În industria amoniacului se justifică introducerea unui calculator la unităţile cu o capacitate de 300 t/zi.

— În centralele electrice se justifică introducerea calculatoarelor de la 200 MW

Valorile producţiilor pentru care este justificată conducerea proceselor cu calculator sînt indicate în următoarea tabelă [3] :

1. *Industria chimică*
   etilenă 270 t/zi ;
   amoniac 300 t/zi ;
   cauciuc 90 t/zi ;
   oxid de etilenă 90 t/zi ;
   clorură de vinil 180 t/zi.
2. *Industria petrolului*
   distilare 2 000 t/zi ;
   cracare 1 000 t/zi ;
   hidrocracare 500 t/zi.
3. *Industria metalurgică*
   furnale înalte 1 000 t/zi ;
   producerea oţelului cu insuflare de oxigen 3 000 t/zi ;
   laminor de benzi la cald 2 000 t/zi.
4. *Industria cimentului*
   cuptoare rotative 200 t/zi ;
5. *Industria hîrtiei*
   malaxor continuu 200 t/zi ;
   instalaţii de albit 150 t/zi ;
   maşini de hîrtie 75 t/zi.
6. *Instalaţii de forţe*
   uzine 200 MW.

4. Factorii care influenţează introducerea calculatoarelor de proces

Aceşti factori sînt :

1. Producţia să fie suficient de mare pentru ca să poată suporta cheltuielile care se adaugă cu introducerea calculatorului, adică capaci-

tatea de producţie şi mărimea producţiei marfă să fie puţin afectate de repartizarea cheltuielilor de exploatare şi întreţinere anuală, provoacate de calculator.

2. Procesul de producţie să se preteze la conducerea cu calculatorul, adică să aibă mulţi factori operaţionali necunoscuţi care pot fi îmbunătăţiţi sau rezolvaţi prin analize şi studii optimale continue, ce se pot face numai cu calculatorul.

3. Procesul trebuie să fie complex, să aibă multe variabile cerute frecvent, rapid, şi să necesite măsurări de precizie. Capacitatea calculatorului să fie deci intens utilizată [6].

Pentru satisfacerea acestor condiţii, multe întreprinderi fac studii pentru cunoaşterea procesului. Astfel, în afară de modelul matematic al procesului, la modelarea lui se poate utiliza şi un calculator mobil (trailer mounted computer) pentru a se studia procesul. Dacă rezervele procesului sînt mari, înseamnă că sînt defecţiuni în însuşi procesul şi acesta trebuie analizat. Dacă rezervele sînt prea mici, nu se justifică cheltuielile cauzate de calculator.

De exemplu, Philips a utilizat un astfel de calculator pentru a studia procesul de producţie a etilenei. După testele care s-au făcut timp de cîteva luni, s-a constatat că s-ar putea obţine o creştere de producţie cu 6% prin folosirea permanentă a unui calculator. Firma a decis că această creştere nu justifică utilizarea unui calculator de proces [3].

Mai trebuie avut în vedere la analiza introducerii calculatorului de proces că acestea au fost riguros îmbunătăţite, iar materiile prime întrebuinţate sînt mai moderne, au caracteristici mai bune, care duc la scăderea consumurilor specifice, a rebuturilor, a pierderilor în transport etc.

Proiectanţii de utilaje tehnologice au îmbunătăţit şi ei simţitor capacităţile fizice şi teoretice ale acestora, de unde rezultă că rezervele care ar putea fi atinse prin conducerea cu calculator a procesului sînt mici.

De aceea, la luarea deciziei de introducere a unui calculator de proces trebuie luate în considerare toate indicaţiile de mai sus şi în orice caz să se facă un studiu al economiilor care s-ar realiza cu calculatorul.

5. Efectele economice aduse de calculator în conducerea proceselor tehnologice

Din literatura de specialitate şi din părerile specialiştilor care ne-au vizitat ţara cu ocazia colocviului tehnicii de calcul şi calculatoare şi a conferinţei anuale a Comisiei de automatizare de pe lîngă Academia R.S.R., din toamna anului 1967, reiese că efectul economic produs de calculatoarele de proces este global pe întreaga producţie.

Greutatea dimensionării beneficiilor concretizate în creşterea producţiei sau în realizarea de costuri minime pentru aceeaşi producţie provine şi din faptul că măsurarea datelor procesului se face cu erori de aceeaşi mărime. De exemplu, pentru o îmbunătăţire cu 1% a capacităţii de producţie trebuie ca instrumentele de măsură să aibă o precizie mai bună de măsurare ca acest procent.

De asemenea pentru a avea rezultate concludente trebuie să se facă măsurări de lungă durată. În fapt, măsurările se fac cu aceleaşi instrumente şi metode statistice înainte şi după introducerea calculatorului [7].

Dificultatea cunoaşterii precise a beneficiilor se datoreşte mai multor factori, şi anume :

— imposibilitatea măsurării tuturor factorilor care pot aduce beneficii;

— imposibilitatea delimitării factorilor care concură la aducerea beneficiilor;

— evaluarea rezultatelor calitative nu se poate face totdeauna;

— apariţia beneficiilor are loc după un anumit timp de la utilizarea calculatorului.

Rezultă, în ultimă analiză, că beneficiile pe care le aduce un calculator se încadrează în activitatea generală a unităţii şi în rezultatele ei cantitative şi calitative.

Efectele economice obţinute prin conducerea procesului cu calculator sînt specifice fiecărui proces; dintre acestea se citează :

— cunoaşterea mai bună a procesului tehnologic;
— controlarea mai eficientă a calităţii producţiei;
— obţinerea unei producţii mai omogene şi reproductibile;
— utilizarea mai eficientă a materiilor prime şi a utilităţilor necesare obţinerii produsului finit;
— siguranţa în funcţionare a întregului sistem al procesului tehnologic;
— folosirea mai bună a capacităţilor de producţie;
— evitarea greşelilor catastrofale;
— micşorarea cheltuielilor de întreţinere a utilajelor;
— reducerea de instrumentaţie;
— reducerea de persoane.

În cele ce urmează se dau exemple de astfel de rezultate obţinute prin conducerea proceselor cu calculator.

In industria metalurgică. Prin conducerea automată a unui furnal se obţin rezultate promiţătoare tehnice şi economice; astfel se poate micşora dispersia caracteristicilor produsului elaborat (concentraţia în siliciu a fontei, concentraţia în carbon a oţelului afinat; prin aceste efecte se acţionază şi asupra micşorării preţului de cost).

În oţelăria Bochum, a Uzinelor siderurgice F. Krupp, a fost instalat un laminor care este cotat ca cel mai modern din Europa. Instalaţia, comandată complet automat de calculatoare, pentru prima dată de o astfel de amploare, se remarcă înainte de toate prin calitatea deosebită a produselor realizate, prin utilizarea universală şi perfectă adaptabilitate la situaţia momentană a necesităţilor pieţii.

Multitudinea programelor de laminare posibile necesită pentru realizare în mod normal trei laminoare de construcţie convenţională. În acest mod, laminorul la cald cu utilizări multiple din Bochum poate lucra cu un indice economic deosebit de înalt.

In industria cimentului. La un cuptor Humboldt de 550 t/zi s-a introdus un echipament de calcul I.B.M. 1710 [8], în urma căruia s-au obţinut următoarele economii :

— mărimea producţiei de la 498 t/zi la 600 t/zi, respectiv s-a înregistrat o creştere de 18,5% ;
— economia de combustibil 10% ;
— economia de întreţinere a cuptorului pe tona de clincher 20%.

La folosirea calculatoarelor în termocentrale s-a constatat [11] :

Franţa

La un bloc de 600 MW economiile posibile sînt :

— economia de combustibil circa 30 kcal la kWh ;
— reducerea timpilor de defectare cu 10% ;
— reducerea cheltuielilor de întreţinere cu 10% ;
— economia de aparate ;
— economia de personal.

Anglia

Determinările făcute de Central Electricity General Board (C.E.G.B.) au constatat că pentru un bloc de 250 MW se economisesc anual 36 000 dolari.

S.U.A.

La blocuri de 300 MW se face o economie de 680 000 dolari, iar cheltuiala este de 490 000 dolari.

Pentru un bloc de 150 MW cheltuielile şi economiile aduse de calculator se compensează.

In industria amoniacului. Compania europeană de automatizare electronică (CAE) a montat, începînd din 1960, peste 12 calculatoare pe care le-a urmărit şi din punct de vedere economic [11]. [12]. Îmbunătăţirile posibile prin conducerea cu calculator a unităţilor de amoniac sînt :

— menţinerea unui raport optimal între H_2 şi Z_2N_2 ;
— utilizarea la capacitatea maximală a compresoarelor, locul îngust într-o astfel de unitate ;
— menţinerea debitului de purje la valoarea minimală ;
— menţinerea procesului de inerte în producţia gazului de sinteză la un nivel minimal ;
— economia de combustibil de 3 — 5%.

Cele două metode de calcul al eficienţei economice aduse de calculator sînt :

— căutarea unui beneficiu maxim pentru o producţie dată ;
— obţinerea unei producţii maximale.

Astfel s-a ajuns la următoarele concluzii :

— beneficiul realizat într-o unitate de 400 t/zi amoniac, dotată cu un calculator CAE 51, este pe an de 300 000 franci ;
— mărirea producţiei de amoniac prin comandă centralizată cu calculator numeric RW cu 5,5%.

6. Calculatoarele montate sau în curs de montare în ţară

La Combinatul siderurgic Hunedoara se află instalat un echipament Elliott 609 cu ajutorul căruia se urmăreşte realizarea următoarelor obiective :

— conducerea laminării la laminorul continuu de semifabricate (obţinerea tăierii optime a lingourilor) ;
— controlul centralizat şi elaborarea de date pentru gestiunea tehnico-administrativă.

La centrala termoelectrică Luduş este în curs de introducere un calculator Elliott—ARCH 1 000 ; în prima fază, calculatorul va face calcule de valori medii şi indici tehnico-economici (pierderi, randamente, consumuri specifice etc.). În viitor calculatorul va fi inclus în bucla de reglare.

La Combinatul siderurgic Galaţi sînt montate calculatoare pentru conducerea laminorului de tablă şi în cursul anului 1968 vor fi date în exploatare calculatoare care vor conduce furnalele şi oţelăria.

7. Studii făcute de IPA pentru introducerea de calculatoare de proces

La Combinatul chimic Borzeşti, IPA a studiat introducerea unui echipament Elliott 609.

La Combinatul chimic Craiova, Turnu Măgurele şi la o platformă recent proiectată s-a studiat posibilitatea introducerii de calculatoare. Din calcul reiese că se vor putea recupera investiţiile în circa 3 ani.

Tot IPA a propus un studiu de introducere a unui calculator la Fabrica de ciment Medgidia.

La noi în ţară în numeroase domenii industriale sînt în curs de montare sau sînt realizate unităţi industriale de capacitate la care s-a demonstrat că folosirea unui calculator de proces este economică. De exemplu : industria amoniacului, a cimentului, a energiei, a metalurgiei etc.

8. Concluzii

Din cele expuse mai sus reiese că pentru introducerea unui calculator trebuie să se facă un studiu tehnico-economic pentru :

— a analiza pretarea procesului la conducerea centralizată, gradul de automatizare corespunzător pentru o conducere centralizată ;

— a alege echipamentul necesar, sursele de economii posibile de realizat prin conducerea centralizată a procesului. Vor trebui studiate atît efectele cantitative, cît şi cele calitative, care vor concura la îmbunătăţirea conducerii procesului ;

— calcularea timpului de recuperare a investiţiilor ţinînd seamă de mărimea investiţiilor, pe de o parte, şi, pe de alta, de economia netă realizată prin conducerea procesului cu calculatoare.

Efectul economic ce se obţine prin conducerea centralizată poate fi apreciat avînd în vedere următoarele :

— rezultatele altor aplicaţii similare ;
— rezultatele ce se pot obţine prin atingerea rezervelor procesului tehnologic ;
— economiile de investiţii ce se pot obţine din reducerea aparaturii de înregistrare, care nu va mai fi necesară la conducerea centralizată a procesului ;
— îmbunătăţirile calitative pe care le poate aduce conducerea centralizată.

Condiţiile de bază pentru economicitatea unei conduceri centralizate a procesului sînt :

— să se aleagă un echipament potrivit utilizării respective ;

— să se folosească cît mai mult capacitatea sistemului ;

— să fie competent utilizată.

În privinţa eficienţei calculatoarelor se mai poate aplica şi formula folosită de un cunoscut automatist cu privire la eficienţa economică a calculatoarelor : încercaţi-le (try it), cine nu riscă nu cîştigă !

Îa noi în ţară sînt preocupări legate de introducerea calculatoarelor, aşa cum s-a arătat în capitolele 6 şi 7. Prin construirea în ţară a calculatoarelor, introducerea lor în conducerea proceselor va fi mai intensă. Se preconizează ca primul calculator de proces să fie introdus într-o unitate chimică prin anul 1971.

BIBLIOGRAFIE

[1] Russell, L. J. *Computer control applications in industry.* In : Instrument practice, 21, nr. 7, 1967, p. 651.
[2] *What's doing overseas.* In : Control engineering, 14, nr. 3, 1967, p. 51—56.
[3] Stout, M. T. *Computer control economics.* In : Control engineering, 13, nr. 9, 1966, p. 87—91.
[4] *Calculatoarele în reglarea proceselor.* In : IEC, 58, nr. 12, 1966, p. 55—62.
[5] Prado, A. V. şi Vance, M. J. *Guide to computer specifications.* In : Control engineering, 13, nr. 9, 1966, p. 104.
[6] Brouwer, Sallen. *The spread of computer control in steel mills.* In : IEEE trans. on ind. electronics and control instrumentation, IEC 1—13, nr. 1, aprilie 1966.
[7] Stout, M. T. *Evaluating control system payout from process data.* In : Control engineering, 7, nr. 2, 1960.
[8] Raport IBM. *Process control system.*
[9] In : Automatisme, nr. 9, 1966, p. 452—436.
[10] In : Automatisierung, 11, nr. 12, 1966, p. 27—28.
[11] Falkenberg, A. E., Schwartz, G. H. şi Stroll, A. *Erhöhung der Verfügbarkeit von Dampf-Kraftwerken durch Datenverarbeitungs-Anlagen.* In : Siemens Z., 41, nr. 2, 1967, p. 100—105.
[12] CAE/RT 1118 A. *Étude des possibilités d'amélioration du fonctionnement d'une unité d'ammoniac de 400 t/j par commande centralisée par calculateur numérique,* febr 1965.
[13] CAE. *Conduite par calculateur numérique des unités de production d'ammoniac et de méthanol,* iun 1962.

Ing. A. PREDOI şi ing. D. DRAGOŞ

Calculatoarele în domeniul maşinilor-unelte

Utilizarea pentru prima oară a informaţiilor numerice la conducerea maşinilor-unelte în perioada 1949 — 1952 [1] şi, îndată după aceea, prin 1956 — 1957, folosirea experienţei dobîndite în domeniul programării calculatoarelor şi la programarea maşinilor-unelte [2] au deschis multe căi de introducere a calculatoarelor în domeniul industriei constructoare de maşini.

În cele ce urmează se vor prezenta diferitele funcţiuni ale calculatarelor electronice, pentru [3] ;

— echipamentele numerice de conturare (contouring system, continuous path system) ;

— instalaţiile numerice de elaborare a desenelor (numerically controlled drafting equipement) ;

— instalaţii de comandă adaptivă a maşinilor-unelte (adaptive control of numerically controlled machine tools) ;

— programarea maşinilor-unelte cu conducere numerică cu ajutorul instalaţiilor de prelucrare a datelor (computer aided programming of numerically controlled machine tools) ;

— conducerea centralizată prin calculator a unui grup de maşini-unelte (centralized computer control of machine tool groups).

1. Echipamente numerice de conturare

La comenzile de conturare, pentru a putea prelucra piese profilate cu precizie suficientă (0,01 mm), trebuie ca informaţiile de deplasare să se introducă prin coordonate de valoare 0,01 mm. În acest scop, informaţiile primite de la suportul program (bandă perforată) (fig. 1)

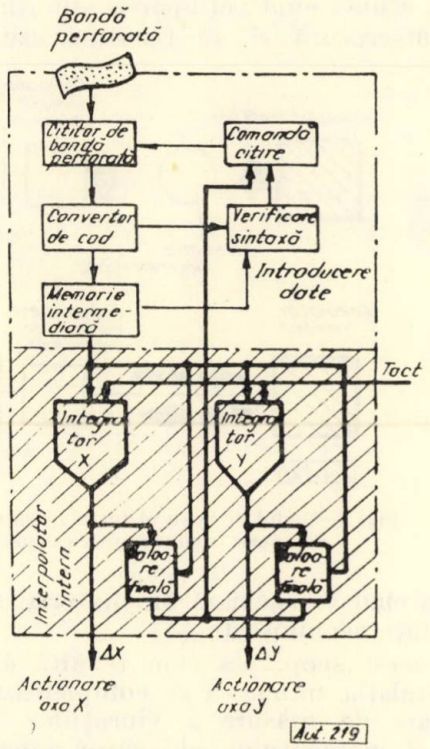


Fig. 1. Schema-bloc pentru echipament numeric de conturare cu interpolator intern.

sînt conduse la un interpolator (integrator X, integrator Y), care trebuie să execute în general două sarcini [2]:

— să poată interpola liniar, circular etc., şi să genereze o anumită curbă între punctele de reper date de către banda perforată;

— să obţină componentele vitezelor corespunzătoare ale săniilor maşinii-unelte din viteza de avans rezultantă, adică din valoarea vectorului viteză (tangenţială), şi să supravegheze componentele vitezelor pentru asigurarea legăturii funcţionale.

Deoarece operaţia de bază este totdeauna o sumare de diferenţe cuantificate sau se realizează cu ajutorul unei integrale în funcţie de timp funcţiile de interpolare $x = f_1(t)$ şi $y = f_2(t)$, interpolatoarele lucrează după metoda DDA şi se încadrează în această grupă de aparate, denumite analizoare diferenţiale numerice (DDA = digital differential analyser).

Calităţile cerute unui interpolator intern sînt:

— să nu apară, în general, în timpul interpolării în punctele de reper, salturi pe direcţia tangentei la curba realizată. O excepţie o constituie interpolatoarele liniare care realizează în principiu o linie poligonală;

— numărul punctelor de reper care trebuie programate să fie cît mai mic, iar alegerea punctelor de reper, în afară de punctele de început şi cel de sfîrşit, să corespundă unui anumit tip de curbă, fără a fi legate de aceasta; se cere, de exemplu, să fie indicate puncte echidistante pe o axă sau pe curbă;

— să se realizeze o viteză constantă, independentă de direcţia tangentei la traiectorie, viteză care să se poată regla şi din exterior;

— să se obţină o precizie înaltă, cel puţin la atingerea punctelor de reper prestabilite numeric;

— deoarece în practică contururile pieselor se compun din arce şi drepte, aceste curbe trebuie în mod special să se poată interpola simplu şi precis;

— la operaţia de frezare, traiectoria punctului de contact sculă-piesă trebuie să poată fi deplasată din afară faţă de curba de interpolare cu o valoare reglabilă în jurul semidiametrului frezei.

Avantajul utilizării echipamentelor numerice cu interpolator intern constă în următoarele:

— asigură independenţa utilizatorului maşinii-unelte de un centru de calcul, care ar urma să facă elaborarea suportului program, aşa cum este în cazul echipamentelor numerice cu interpolator extern;

— asigură operativitatea în ceea ce priveşte posibilităţile de corectare a suportului program, atunci cînd după execuţia primei piese se constată că este necesar acest lucru;

— evită utilizarea ca suport program a benzii magnetice, care necesită măsuri speciale de protecţie împotriva impurităţilor existente în mediul industrial al atelierelor de uzinare a metalului.

2. Instalaţiile numerice de elaborare a desenelor

Executarea desenelor utilizînd informaţii numerice se face cu următoarele tipuri de echipamente:

— aparaturi de tip „plotter";

— maşini de desenat „graphical data processing";

— ecrane de televiziune şi toc luminos (light-pen) „computer aided design" (CAD).

Aparatura de tip „plotter", în timp ce se produce înregistrarea programului pe bandă magnetică cu ajutorul unui calculator, pe baza datelor furnizate de acesta, realizează desenul mişcărilor — traseul sculei sau al maşinii — care urmează să fie executate în timpul prelucrării piesei. Scopul utilizării unei asemenea aparaturi este numai de a reda informativ forma sau profilul traseului, cu o putere de

rezoluţie de circa 0,1 mm, deci fără pretenţii de precizie.

O masă de desenat, echipată cu instalaţie numerică de conturare (fig. 2), constă dintr-un calculator (interpolator), o unitate numerică de comandă şi un aparat propriu de desenat, de precizie. Schema-bloc a unei asemenea maşini de desenat este similară cu cea reprezentată în figura 1, iar modul de lucru, cu calculator off-line sau on-line, rezultă din figura 3 [4].

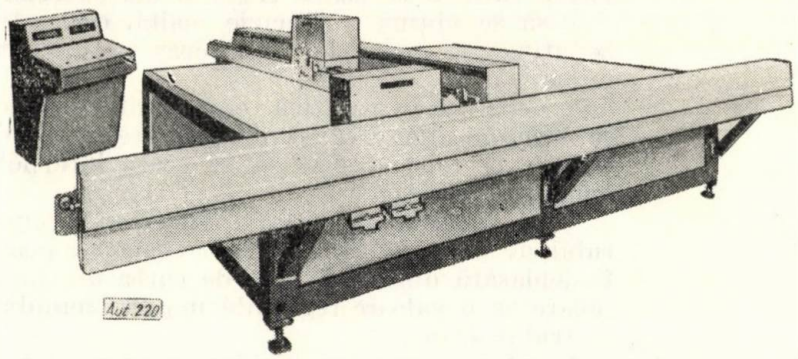


Fig. 2. Maşină de desenat comandată numeric ARISTOMAT.

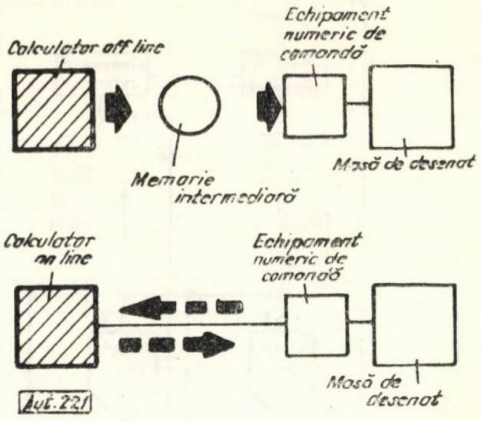


Fig. 3. Modul de lucru al instalaţiilor de elaborare a desenelor, conduse prin calculator [4].

Precizia cu care se redă conturul sau traseul, în cazul acestor instalaţii de desenat, corespunde unei puteri de rezoluţie de 0,01 mm. Trebuie subliniat că, în timp ce la funcţionarea off-line este necesară o memorie ridicată, la funcţionarea on-line schimbul de comenzi reciproc dintre calculator şi unitatea de comandă numerică se face într-un timp foarte scurt.

O aplicaţie interesantă a utilizării informaţiilor numerice şi calculatoarelor în domeniul reprezentării grafice o constituie instalaţiile cu ecran şi toc luminos [3], care, simultan cu înscrierea pe ecran a reprezentărilor grafice, dă posibilitatea transmiterii la distanţă a datelor figurilor respective. Instalaţia de acest tip este prevăzută şi cu o claviatură, cu ajutorul căreia se selectează din memoria calculatorului datele de reprezentare a unor piese normalizate, care apar imediat pe ecran în poziţiile şi la scara necesară. De exemplu, se pot apela şuruburi care apar în găurile desenate şi destinate lor, obţinîndu-se astfel un desen de montaj al unui subansamblu. Instalaţii similare permit realizarea unor desene de scheme electrice desfăşurate, cu circuite, în care sînt apelate simboluri de rezistenţe, condensatoare, transistoare etc.

3. Instalaţii de comandă adaptivă a maşinilor-unelte

În domeniul maşinilor-unelte, comanda adaptivă are drept scop să realizeze automat optimul condiţiilor de lucru în procesul de uzinare, oricare ar fi valorile luate de parametrii aşchierii (efort de tăiere, temperatură sculă, uzură sculă etc.). Deci comanda adaptivă în această accepţiune desemnează schimbările condiţiilor de lucru din programul de comandă, ţinîndu-se seamă de variaţiile previzibile ale parametrilor de uzinare, de exemplu reducerea vitezei de avans, atunci cînd pot apărea vibraţii, creşteri de temperatură şi, ca rezultat, uzura sculei, atunci cînd se aşchiază un material cu neuniformităţi necunoscute [5].

În acest scop, aşa cum rezultă din figura 4, instalaţia numerică se completează cu traductoare de măsură a vibraţiilor, temperaturii şi momentului, ale căror informaţii se transmit calculatorului optimizator care introduce corecţiile la echipamentul numeric. Avan-

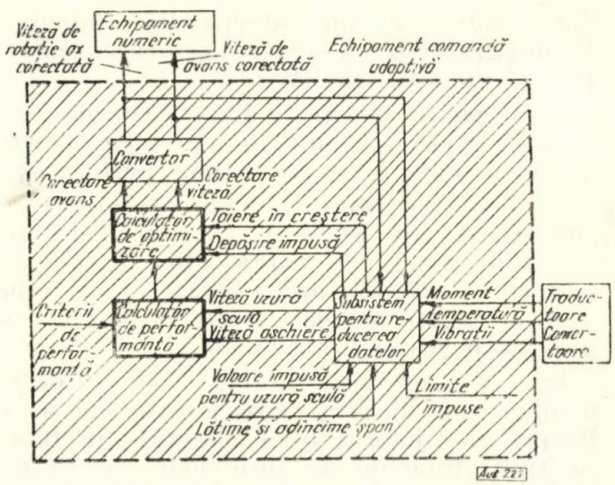


Fig. 4. Schema-bloc a unei instalaţii de comandă adaptivă.

tajele introducerii comenzii adaptive constau în reducerea timpului de uzinaj cu 5 — 38%, faţă de reducerile pe care le realizează comanda numerică. Marea dificultate întîlnită în introducerea comenzii adaptive este lipsa unor mij-

loace necesare pentru măsurări de temperatură a punctelor sculei şi de vibraţie, după metoda on-line [1].

4. Programarea maşinilor-unelte cu conducere numerică cu ajutorul instalaţiilor de prelucrare a datelor

Îndată după primele probe ale maşinilor-unelte cu conducere numerică, în întreprinderile industriei aeronautice americane, s-a pus şi problema introducerii programării maşinilor-unelte, adică a elaborării benzilor suport program [2], a căror preparare părea să fie un obstacol major pentru utilizatorii americani de comenzi numerice [1].

În acest scop s-au elaborat limbaje de traducere, la început FORTRAN şi apoi ALGOL. S-au elaborat apoi limbaje de programare, primul denumit APT (automatically programmed tool), după ale cărui idei de bază pînă în 1963 s-a propus circa 40 de tipuri de limbaje

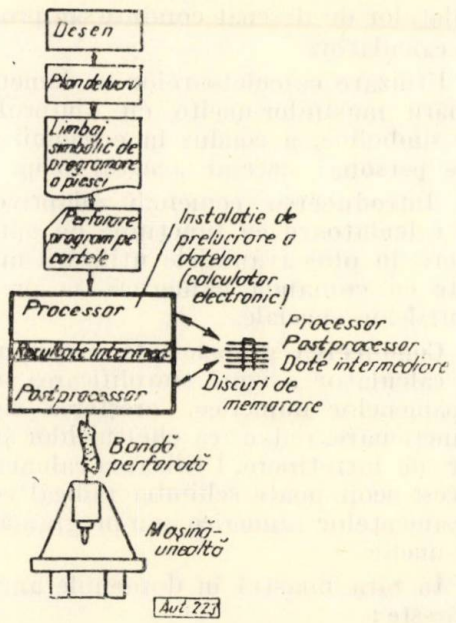


Fig. 5. Schema-bloc pentru programarea maşinilor-unelte cu limbaj simbolic. Processor-ul şi postprocessor-ul se vor citi de pe o memorie alăturată (discuri), pe care se află memorate şi rezultatele intermediare.

de programare de către diferite firme constructoare de calculatoare pentru cele mai diferite modele de maşini [2], iar ulterior de către firme sau asociaţii care se ocupă cu fabricaţia, programarea şi exploatarea maşinilor-unelte cu conducere numerică.

Schema-bloc a programării cu limbaj simbolic este redată în figura 5 [6]. Metoda programării maşinilor-unelte cu calculatcare electronice necesită, aşa cum rezultă din figură, două programe speciale de traducere [7]:

— processor, care ajută calculatorul să înţeleagă limbajul de programare;

— postprocessor, care ajută calculatorul să fie înţeles de către maşina-uneltă.

Avantajele utilizării calculatoarelor în programarea maşinilor-unelte, în raport cu programarea manuală, rezidă în special în eco-

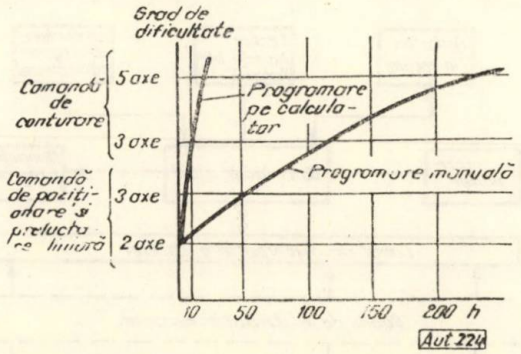


Fig. 6. Comparaţie a duratelor de programare la programarea manuală şi pe calculator a maşinilor-unelte de diferite grade de complexitate [8].

nomia de timp aşa cum rezultă din figura 6, care, din experienţa americană, se apreciază la o reducere de 45 — 75% pentru comenzile de poziţionare, iar pentru comenzile de conturare mult mai mult. O utilizare optimă a diferitelor tipuri de limbaje de programare pe calculatoare electronice, funcţie de diferitele feluri de uzinări şi număr de axe de deplasare (grad de dificultate), rezultă din figura 7 [8].

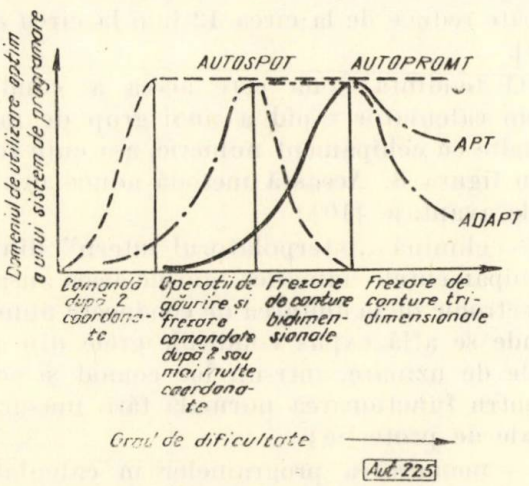


Fig. 7. Reprezentarea simplificată a domeniului de utilizare optimă a diferitelor sisteme de programare [8].

5. Conducerea centralizată prin calculator a unui grup de maşini-unelte

În acest domeniu se disting două aspecte:

— conducerea economică a procesului de prelucrare prin aşchiere, de urmărire a producţiei (maşini-unelte convenţionale şi numerice);

— conducerea centralizată a unui grup de maşini numerice.

În privinţa celor două aspecte, funcţiunea calculatoarelor se defineşte ca instalaţie de prelucrare a datelor cu subfuncţiune de CAD.

Avantajul utilizării instalaţiilor de prelucrare a datelor în conducerea producţiei se poate

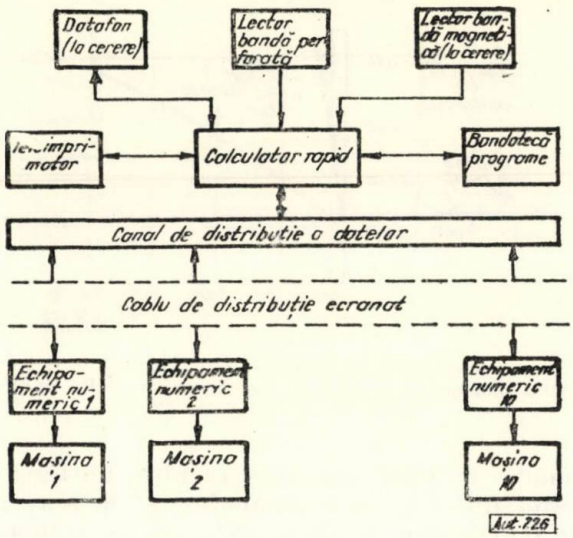


Fig. 8. Schema-bloc a sistemului de conducere prin calculator rapid a unui grup de maşini-unelte numerice [10]

ilustra prin aceea că timpul de parcurs (ciclul) unei comenzi pentru execuţia unei maşini-unelte (de la intrarea comenzii pînă la livrare) se poate reduce de la circa 12 luni la circa 8 luni [9].

O tendinţă nouă este aceea a conducerii prin calculator rapid a unui grup de maşini-unelte cu echipament numeric, aşa cum rezultă din figura 8. Această metodă aduce următoarele avantaje [10]:

— elimină „interpolatorul intern" din toate echipamentele numerice mutînd acest ansamblu electronic de la unitatea de conducere numerică, unde se află expus condiţiile grele din atelierele de uzinare, într-un loc comod şi potrivit pentru funcţionarea normală fără măsuri speciale de protecţie;

— memorarea programelor în calculator şi apelarea de către operatorul de pe maşina-unealtă reduc şi funcţiunea de citire a datelor din echipamentul numeric;

— echipamentul numeric, predînd calculatorului aceste funcţiuni, rămîne cu o structură mai redusă, mai ieftin, cu un număr de blocuri electronice mai redus, deci mai sigur în funcţionare, faţă de perturbaţiile provenind de la restul instalaţiei şi de la maşină-unealtă;

— rezultă din cele arătate că această metodă schimbă aproape radical concepţia în ceea ce priveşte structura echipamentelor numerice şi chiar a programării acestora;

— cheltuielile de întreţinere a unor asemenea instalaţii pot scădea cu pînă la 70% faţă de instalaţiile cu interpolator propriu.

Concluzii

1. Utilizarea informaţiilor numerice în domeniul comenzilor maşinilor-unelte s-a dovedit a fi eficientă prin aceea că a asigurat o elasticitate în programele de uzinare, o operativitate ridicată în execuţia pieselor unicat, o accelerare a ritmului asimilării produselor cu piese complicate, cu ajutorul maşinilor numerice cu interpolator intern.

2. Tehnica echipamentelor numerice a depăşit graniţele de utilizare eficientă în domeniul aşchierii propriu-zise a metalului, dovedindu-se utilă şi în domeniul muncii de concepţie (elaborare de desene de execuţie pentru piese mecanice, scheme şi alte configuraţii) prin folosirea instalaţiilor de desenat conduse sau programate prin calculator.

3. Utilizare calculatoarelor în domeniul programării maşinilor-unelte cu ajutorul limbajelor simbolice, a condus la economii de timp şi de personal necesar acestui scop.

4. Introducerea comenzii adaptive, utilizînd calculatoare cu funcţiune de optimizare, a sporit în plus avantajele utilizării maşinilor-unelte cu comandă numerică, în prelucrarea materialelor speciale.

5. Conducerea grupelor de maşini numerice prin calculator asigură simplificarea structurii echipamenelor numerice, creşterea siguranţei în funcţionare, reducerea cheltuielilor şi perioadelor de întreţinere. Utilizarea calculatoarelor în acest scop poate schimba radical concepţia echipamentelor numerice şi a programării maşinilor-unelte.

6. În ţara noastră în domeniile amintite se urmăreşte:

— în următorii 2 — 3 ani, introducerea informaţiilor numerice pe un număr de tipuri de maşini-unelte concepute sau adaptate special în acest scop, respectiv echipamente numerice atît de poziţionare, cît şi de prelucrare liniară şi conturare;

— uzinele noi pentru utilaje grele vor fi dotate cu asemenea maşini cum şi cu maşini din import, ceea ce va necesita introducerea programării prin calculatoare cu limbaje simbolice;

— elaborarea noilor construcţii de maşini şi agregate va necesita utilizarea unor instalaţii de desenat numerice pentru accelerarea ritmului de asimilare, fapt care va fi oportun o dată cu introducerea maşinilor cu echipament numeric de conturare şi poate chiar stimulat de către acestea.

Terminologie privind programarea prin calculatoare electronice a maşinilor-unelte comandate numeric

ADAPT — Prescurtare de la denumirea „Air material command Developed APT".
O variantă a limbajului de programare APT (vezi mai jos) prevăzut cu un vocabular limitat, care poate fi utilizat pe unele calculatoare americane de tip mic sau mediu şi care, în special, este indicat pentru utilizarea la sisteme de comandă de tip 2 A (conturare după două axe). Limbajul de programare ADAPT se oferă în mod gratuit de către producătorii de calculatoare.

ALGOL — Prescurtare de la denumirea „ALGOrithmic Language" (limbaj algoritmic). Un limbaj sau un autocod internaţional folosit la calculatoare pentru descrierea proceselor numerice. Pentru ca programele să poată fi acceptate de un calculator în limbajul ALGOL, acestea trebuie să fie prevăzute cu un compiler pentru a traduce aceste programe în codul intern al maşinii.

APT — Prescurtare de la denumirea „Automatically Programmed Tool" (maşini-unelte programate automat). Este un sistem universal de programare cu ajutorul calculatoarelor, pentru prelucrarea prin conturare după mai multe axe. Necesită un calculator mare. Operează cu anumite calculatoare universale pentru care sistemul APT este compatibil (Univac 1107/8, GE 625 sau IBM 7090/4).

AUTOPROMT — Prescurtare pentru „AUTOmatic PROgramming of Machine Tools" (programare automată a maşinilor-unelte). Un limbaj pentru programarea automată cu calculator a maşinilor-unelte comandate numeric, destinat în special conturării tridimensionale, necesitînd utilizarea frezelor deget.

AUTOSPOT — Prescurtare de la „AUTOmatic System for POsitioning Tools" (sistem automat pentru poziţionarea maşinilor-unelte). Limbaj de programare pe calculator pentru sisteme de poziţionare şi prelucrare liniară elaborat în S.U.A.

FORTRAN — Prescurtarea expresiei „FORmula TRANslation". Un autocod sau un limbaj universal de programare utilizat pentru descrierea proceselor numerice.

Interpolare — Operaţia de determinare prin calcul a punctelor intermediare ale unei curbe care uneşte punctele programate. Dacă segmentele care unesc punctele respective sînt linii drepte, procesul este denumit interpolare liniară; dacă ele sînt arce de cerc sau parabole, el este denumit interpolare circulară, respectiv parabolică.

Interpolator intern — Un calculator specializat, care primeşte un program pe o bandă perforată sau cartele perforate, pe care îl codifică într-o anumită formă corespunzătoare pentru a acţiona şi comanda o maşină-unealtă, prevăzută cu echipament numeric de conturare. În literatura americană este cunoscut sub denumirea de „director".

Maşină de desenat comandată numeric — O maşină de desenat prevăzută cu o comandă numerică de conturare după două axe, care poate fi programată să producă desene în acelaşi mod în care maşinile-unelte comandate numeric sînt programate să uzineze piese. Ea poate fi folosită la verificarea programelor pentru maşini-unelte prin producerea unor desene reprezentînd mişcările maşinii. O maşină de desenat poate fi, de asemenea, utilizată să citească desenele şi să producă informaţii dimensionale pentru sisteme de comandă numerică.

Postprocessor — Programul necesar pentru conversiunea calculelor dintr-un sistem de poziţionare sau conturare într-o formă corespunzătoare pentru maşina-unealtă şi sistemul de comandă. Un program postprocessor separat este necesar pentru fiecare dintre diferitele sisteme de comandă, calculator specializat sau echipament numeric.

Rezoluţie (putere de) — Cea mai mică valoare de lungime care poate fi sesizată de către sistemul de măsurare în vederea separării a două poziţii discrete.

Sistem de conturare — Un sistem în care mişcarea trebuie comandată simultan în mod continuu pe mai mult decît pe o singură axă. Sistemul, cunoscut şi sub denumirea de sistem cu traseu continuu, este tipic utilizat la operaţiile de frezare, strunjire, prelucrare matriţe şi rectificare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Smith N. Donald. *La commande numérique aux États-Unis d'Amérique. Principes de base et pratique.* In: Automatisme, nr. 7–8, 1966.

[2] Simon, W. *Conducerea numerică a maşinilor-unelte.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[3] Simon, W. *Perspektiven des Einsatzes von Datenverarbeitungsanlagen in der europäischen Fertigungstechnik.* In: Elektron. Rechenanl., nr. 4, 1967, p. 157–162.

[4] Hartwig, R. *Graphische Datenverarbeitung mit Präzisions-Zeichenanlagen.* In: Elektron. Rechenanl., nr. 4, 1967, p. 185–193.

[5] Weil, R. *La commande adaptive.* Comunicări CIRP (Collège international pour la recherche et l'étude scientifique des techniques de la production mécanique), sept 1966.

[6] Müller-Traut, H., Igney, V. B. *Die Programmierung von NC-Maschinen mit Hilfe von Datenverarbeitungsanlagen.* In: Elektron. Rechenanl., nr. 4, 1967, p. 163–172.

[7] Horn, G. *Postprocessor.* In: Elektron. Rechenanl., nr. 4, 1967, p. 173–178.

[8] Müller-Traut, H. *Grundzüge des maschinellen Programmierens numerisch gesteuerter Werkzeugmaschinen mit Symbolsprachen.* Din: Lehrgangshandbuch numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen. Einführung in Konstruktion und Anwendung. VDI-Bildungswerk, 1965, 4, BW 353.

[9] Justel, K., Ruth, E. *Wirtschaftliche und organisatorische Gründe für Einsatz numerischer Steuerungen in den U.S.A.* In: Werkstattstechnick, nr. 11, 1964, p. 556–561.

[10] *Centralized computer control of machine-tool groups.* In: Automation, nr. 11, 1967, p. 12–14.

Dr. ing. N. NECULA şi ing. MARIA-ANA NECULA

Circuit basculant monostabil cu transistoare, cu revenire rapidă şi durată stabilizată

1. Introducere

În schemele folosite pentru divizarea într-un raport mare a frecvenţei de repetiţie a impulsurilor şi în schemele de relee electronice de timp sînt necesare circuite basculante monostabile (CBM) cu timp redus de revenire şi cu stabilitate mare a duratei impulsului generat.

Se cunosc scheme de CBM cu transistoare cu revenire rapidă [1], scheme cu stabilitate mare a duratei impulsului generat [2] şi scheme care au atît timp de revenire redus, cît şi stabilitate mare a duratei impulsului generat [3].

În lucrare se prezintă o schemă originală de CBM cu revenire rapidă şi stabilitate mare a duratei impulsului generat, bazată pe proprietăţile unei punţi cu elemente RC şi cu element neliniar în diagonală, de tipul celor folosite în emiţătoarele sistemelor de telemecanică cu MFI [4].

2. Puntea RC cu element neliniar în diagonală

În figura 1 este arătată schema punţii RC la care elementul neliniar este o diodă introdusă în diagonala punţii.

La închiderea contactului K, condensatoarele C_1 şi C_2 încep să se încarce şi dioda D este polarizată în sens de blocare, deoarece, în momentul iniţial, potenţialul punctului 1 este $-E$, iar al punctului 2 este 0. Condensatorul C_1 se încarcă prin circuitul C_1R_1 şi tensiunea u_1 scade exponenţial în valoare absolută, iar condensatorul C_2 se încarcă prin circuitul C_2,R_2

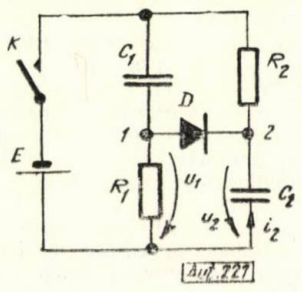


Fig. 1. Schema punţii RC cu element neliniar.

şi tensiunea u_2 creşte exponenţial în valoare absolută. În momentul egalităţii celor două tensiuni, tensiunea de polarizare a diodei devine nulă şi imediat după aceea dioda trece în zona de conducţie directă.

Înlocuind :

$$u_1(t) = -E\,e^{-\frac{t}{\tau_1}}, \text{ unde } \tau_1 = R_1 C_1, \qquad (1)$$

şi $u_2(t) = -E\,(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}})$, unde $\tau_2 = R_2 C_2$, (2)

$$\text{în } u_1(t_0) = u_2(t_0),$$

se obţine ecuaţia transcendentă :

$$e^{-\frac{t_0}{\tau_1}} + e^{-\frac{t_0}{\tau_2}} = 1, \qquad (3)$$

din care se poate determina timpul t_0, în care tensiunile u_1 şi u_2 devin egale. Se observă că t_0 este independent de tensiunea de alimentare a punţii.

După deschiderea diodei, potenţialele punctelor 1 şi 2 sînt determinate de circuitul rezistiv R_1R_2 şi deci u_1 şi u_2 trebuie să tindă spre valoarea :

$$U_1 = U_2 = -E\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad (4)$$

În realitate :

$$U_1 = U_2 + U_d, \qquad (4^{\text{I}})$$

unde U_d este căderea de tensiune pe dioda în conducţie directă. Relaţia (4) este valabilă numai dacă :

$$U_2 \gg U_d. \qquad (4^{\text{II}})$$

Există trei cazuri posibile de variaţie a tensiunilor u_1 şi u_2 pentru $t > t_0$:

a) $u_1(t_0) = u_2(t_0) < -E\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}$;

b) $u_1(t_0) = u_2(t_0) = -E\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}$;

c) $u_1(t_0) = u_2(t_0) > -E\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

În primul caz, C_1 continuă să se încarce prin R_1 şi u_1 creşte exponenţial pînă la valoarea $-E\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}$, iar C_2 se descarcă prin R_1 şi diodă şi u_2 creşte exponenţial devenind $-E\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

În al doilea caz, u_1 şi u_2 rămîn neschimbate, iar în al treilea caz C_1 se descarcă prin R_2 şi diodă şi C_2 se încarcă prin R_2.

În figura 2, a, b şi c sînt arătate variaţiile în timp ale tensiunilor u_1 şi u_2 şi ale curentului i_2 prin condensatorul C_2 pentru cele trei cazuri.

Se observă că numai în primele două cazuri impulsul de curent care trece prin condensatorul C_2 are o durată t_0 independentă de tensiunea de alimentare a punţii. Pentru a se asigura unul din aceste două regimuri de funcţionare, valorile elementelor punţii trebuie să satisfacă următoarea relaţie:

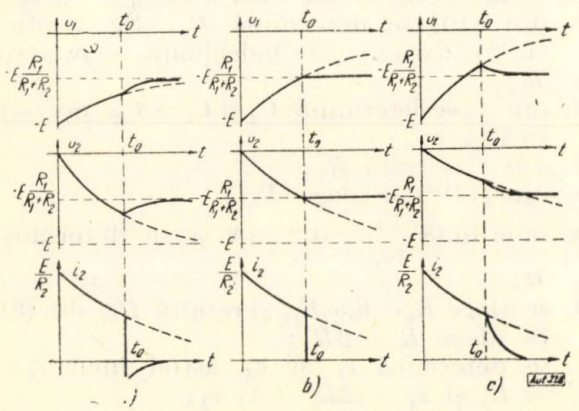


Fig. 2. Variaţiile în timp ale tensiunilor u_1 şi u_2 şi ale curentului i_2.

$$u_1(t_0) = u_2(t_0) \leqslant -E\frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad (5)$$

Se poate arăta că această relaţie este îndeplinită în următoarele condiţii:

$$\begin{cases} C_1 = C_2 \\ R_1 \leqslant R_2. \end{cases} \qquad (6)$$

Dacă dioda D are o rezistenţă inversă $R_i \gg R_2$ (6′) într-o gamă largă de temperatură şi dacă este îndeplinită şi relaţia (4^{II}), atunci duarta t_0 a impulsului de curent i_2 depinde foarte puţin de variaţiile temperaturii în gama considerată.

3. Schema circuitului basculant monostabil

În figura 3 este dată o schemă de circuit basculant monostabil care foloseşte schema punţii RC cu element neliniar în diagonală.

Se observă că în starea stabilă a schemei, transistorul T_2 este blocat, T_1 conduce şi deci puntea RC este şuntată. La aplicarea unui impuls pozitiv la intrare, T_1 se blochează, puntea RC este alimentată şi transistorul T_2 începe să conducă, deoarece prin joncţiunea $E-B$ a lui circulă curentul i_2 (fig. 2 *a*, *b*). Schema este, deci, în stare cvasistabilă. Această stare se termină după un timp t_0, deoarece $i_2(t_0) \leqslant 0$. Deci T_2 se blochează, T_1 trece în conducţie şi condensatoarele C_1 şi C_2 se descarcă în serie prin diodele D_1 şi D_2 şi transistorul T_1.

Elementul RC constituie circuitul de reacţie pozitivă care accelerează trecerea schemei dintr-o stare în cealaltă, îmbunătăţind astfel fronturile impulsului generat la ieşire.

Stabilitatea duratei impulsului generat la variaţiile tensiunii de alimentare şi ale temperaturii este asigurată de independenţa duratei t_0 a impulsului de curent i_2 faţă de tensiunea de alimentare a punţii şi faţă de temperatură.

Timpul redus de revenire al schemei este asigurat de constanta de timp mică a circuitului de descărcare a condensatoarelor C_1 şi C_2:

$$\tau_d = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} 2R_d = C_1 R_d, \qquad (7)$$

unde R_d reprezintă rezistenţa directă a diodelor D_1 şi D_2.

4. Relaţii de proiectare a schemei circuitului basculant monostabil

Pentu ca circuitul să se găsească în stare stabilă, trebuie să fie îndeplinită următoarea condiţie:

$$I_{B1} = \frac{E_{c\,min} - R_{c2} I_{CB0\,max}}{R + R_{c2}} - \frac{E_{b\,max}}{R_{b1}} \geqslant \frac{E_{c\,min}}{h_{21E\,min} R_{c1}}, \qquad (8)$$

care asigură menţinerea în saturaţie a transistorului T_1. Dioda D_2 trebuie să fie cu Si pentru a asigura stabilitatea cu temperatura a blocării transistorului T_2.

În starea cvasistabilă trebuie să fie îndeplinite următoarele condiţii:

— pentru asigurarea blocării lui T_1:

$$E_{B\,min} \frac{R}{R + R_{b1}} - I_{CB0\,max} \frac{R R_{b1}}{R + R_{b1}} \geqslant 0{,}2\ \text{V}; \qquad (9)$$

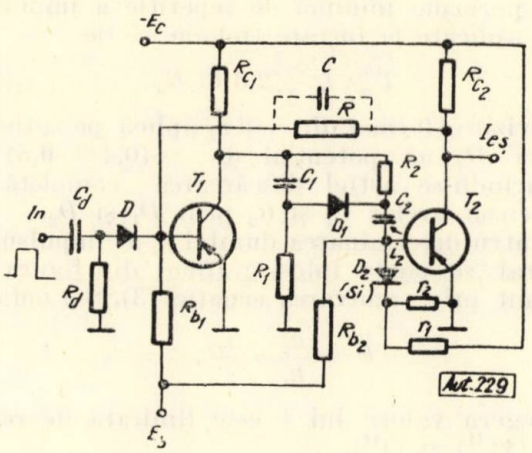


Fig. 3. Schema circuitului basculant monostabil.

— pentru asigurarea saturaţiei lui T_2:

$$I_{b2min} = \frac{E_c \cdot e^{-\frac{t_0}{R_2 C_2}}}{R_2} \geqslant \frac{E_c}{h_{21E\,min} R_{c2}}. \qquad (10)$$

Pentru asigurarea funcţionării corecte a punţii este necesar ca :

$$C_1 = C_2 ; \qquad (11^{I})$$

$$R_1 < R_2 ; \qquad (11^{II})$$

$$R_1 \gg R_{c1} ; \qquad (11^{III})$$

$$R_2 \gg (h_{11E})_{T_2} . \qquad (11^{IV})$$

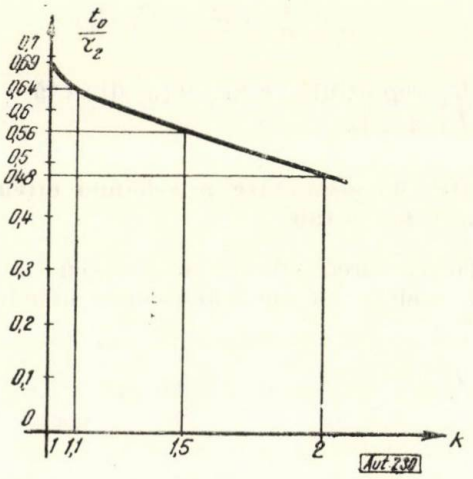


Fig. 4. Graficul pentru determinarea lui t_0.

Amplitudinea impulsurilor produse la ieşirea circuitului are valoarea :

$$U_{ies} \approx -(E_c - R_{c2} I_{CB02}) \frac{R}{R + R_{c2}} . \qquad (12)$$

Timpul de revenire a schemei este :

$$t_{rev} \approx 2{,}3 \ \tau_a = 2{,}3 \ C_1 R_a , \qquad (13)$$

deci perioada minimă de repetiţie a impulsurilor aplicate la intrare trebuie să fie :

$$T \geqslant t_0 + 2{,}3 \ C_1 R_a . \qquad (14)$$

Divizorul format din r_1 şi r_2 aplică pe catodul diodei D_2 un potenţial de $-(0{,}4 - 0{,}5)$ V, asigurîndu-se astfel descărcarea completă a condensatoarelor C_1 şi C_2 prin D_1 şi D_2.

Pentru determinarea duratei t_0 a impulsului generat se poate folosi graficul din figura 4, obţinut prin rezolvarea ecuaţiei (3). S-a notat :

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{\tau_2}{\tau_1} .$$

Alegera valorii lui k este limitată de relaţiile (11^{II}) şi (4^{II}).

Din (11^{II}) rezultă $k > 1$. Deoarece $\frac{U_1}{E} = \frac{1}{1 + k}$, pentru a se asigura îndeplinirea uşoară a condiţiei (4^{II}) este indicat să se aleagă $k \leqslant 2$.

Prin urmare $1 < k \leqslant 2$. (15)

Pentru t_0 şi T impuşi, proiectarea circuitului basculant monostabil se poate face în următoarele etape :

1. se alege k din (15) ;
2. din figura 4 se determină τ_2 şi apoi τ_1 ;
3. se ia $E_c > 30 U_d$. Se consideră U_d la un curent prin diodă de 1 mA ;
4. se aleg transistoarele cu $(U_{CB})_{adm} > 1{,}5 \ E_c$;
5. se alege R_{c2} astfel încît $R_{c2} I_{CB0\,max} \ll E_c$ şi din (10) se determină R_2. Se verifică (11^{IV}) ; dacă nu este îndeplinită, se măreşte R_{c2} ;
6. din τ_2 se determină C_2 şi $C_1 = C_2$. Se verifică (14) ;
7. din τ_1 rezultă R_1 ;
8. din (11^{III}) se alege R_{c_1} ;
9. se ia în (8) $\frac{E_b}{R_{b1}} = 0{,}2$ mA şi se determină R ;
10. se alege $E_b < 0{,}5 \ E_{b2}$ şi rezultă R_{b1} din (9). Se alege $R_c \approx 2R_2$;
11. se determină r_1 şi r_2, astfel încît $r_2 < R_d$ şi $r_1 = (2E_c - 1) \ r_2$;
12. C se determină din relaţia :

$$C \geqslant \frac{0{,}3}{f_\alpha R_{c2}} . \qquad (16)$$

5. Rezultate experimentale

S-a realizat experimental un *CBM* folosind transistoare EFT 353 şi diode EFD 106, iar pentru D_2 s-a folosit o diodă cu siliciu.

Valorile elementelor din schemă au fost :

$R_{c1} = R_{c2} = 1$ kΩ ; $C_1 = C_2 = 60$ nF ;
$R_1 = 24$ kΩ ; $C = 560$ pF ;
$R_2 = 27$ kΩ ; $C_d = 0{,}1$ μF ;
$R = 24$ kΩ ; $E_b = +4$ V.
$R_{b1} = 47$ kΩ ;
$R_{b2} = 56$ kΩ ;
$r_1 = 5$ kΩ ;
$r_2 = 100$ Ω ;
$R_d = 8$ kΩ.

Pentru această schemă s-au obţinut următoarele rezultate experimentale :

— Durata impulsului generat : 815 μs.

— Variaţia duratei impulsului generat la variaţia tensiunii de alimentare E_c între -3V şi -18 V : $\leqslant 1\%$.

— Variaţia duratei impulsului generat la variaţia temperaturii între 20 şi 44°C, pentru $E_c = -12$ V : $\leqslant 1\%$.

Duratele au fost măsurate prin vizualizarea directă a impulsului pe un sincroscop **ORION** (tip TR 4401), iar variaţiile indicate înglobează şi erorile de măsurare.

— Stabilitatea schemei la funcţionarea ca divizor de frecvenţă : variaţiile de mai sus ale tensiunii de alimentare şi temperaturii nu au modificat un raport de divizare $n = 30$.

Raportul maxim de divizare care a fost obţinut cu această schemă a fost $n = 72$.

6. Concluzii

Montajul descris poate fi folosit cu succes pentru divizarea stabilă într-un raport mare a frecvenţei de repetiţie a impulsurilor, datorită stabilităţii mărite a duratei impulsului generat şi timpului de revenire redus al schemei.

Dezavantajul schemei constă în necesitatea reglării simultane a rezistenţelor R_1 şi R_2 pentru modificarea în limite largi a duratei impulsului generat. Dacă aceste limite nu sînt prea largi, se poate regla numai rezistenţa R_1, astfel încît să se respecte relaţiile (11^{II}) şi (15).

BIBLIOGRAFIE

[1] Danner, F. *Fast recovery monostable multivibrator.* In: Semiconductor products, nr. 9, 1962, p. 25—26.

[2] Dodgson, P. *Improved multivibrators.* In: Electronic engineering, nr. 423, 1963, p. 328—329.

[3] Francke, D. *Berechnung einer monostabilen Transistorkippstufe mit kurzen Rückladezeit.* In: Zeitschrift für Messen, Steuern, Regeln, nr. 4, 1962, p. 171—174.

[4] Ilin, V. A. *Sisteme de telemecanică pentru obiecte dispersate.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.

Ing. C. BULUCEA

Asupra clasificării şi terminologiei tipurilor transistoarelor bipolare

I. Introducere

Prezentul articol se referă la transistoarele bipolare (transistoarele obişnuite, care funcţionează pe principiul injecţiei de purtători minoritari *, excluzîndu-se de la bun început din discuţie transistoarele monopolare (cu efect de cîmp). De asemenea, se consideră numai categoria transistoarelor — componente discrete (nu integrate).

Oportunitatea unei discuţii asupra clasificării şi terminologiei tipurilor transistoarelor rezultă din următoarele considerente:

a) Tehnologiile actuale de obţinere a transistoarelor sînt foarte variate şi complexe. Faţă de situaţia din primii ani ai apariţiei transistoarelor, cînd acestea se făceau fie prin creştere, fie prin aliere etc., în prezent, la fabricarea aceluiaşi transistor concură mai multe procedee tehnologice de obţinere a joncţiunilor, pentru a se satisface condiţiile care la început păreau contradictorii (cum ar fi obţinerea unei tensiuni mari de străpungere simultan cu proprietăţi bune de comutare). Acest lucru complică mult problema terminologiei tipurilor, după cum se vede din următorul exemplu: la fabricarea unui transistor dublu difuzat — epitaxial — mesa, după prepararea monocristalului, intervin următoarele procese: creşterea epitaxială, difuziunea bazei pe toată suprafaţa discului de siliciu, oxidare, mascare, difuziunea emitorului prin mască de oxid („planar", v. mai departe fig. 2, *b*), depunere de contacte, aliere superficială, corodare mesa; acestui transistor i s-ar putea spune la fel de bine „dublu difuzat", „epitaxial", „mesa" sau chiar „planar", dacă se are în vedere structura emitorului.

b) Firmele producătoare de transistoare şi-au desemnat tipurile noi de transistoare pe care le-au elaborat prin denumiri de efect ca „drift", „mesa", „planar", „epitaxial", „hometaxial", „overlay" etc., ajungîndu-se la a-i pune în încurcătură pe electroniştii de circuite neavizaţi atunci cînd sînt în situaţia de a-şi alege un transistor nou pentru aplicaţii. Se consideră [1] că „nu este necunoscută situaţia ca doi ingineri să discute în contradictoriu meritele aceluiaşi dispozitiv, fiecare utilizînd o terminologie diferită".

c) Pentru terminologia românească intervine suplimentar complicaţia limbii: o parte din termenii originali se menţin, altă parte se traduc, rezultînd o terminologie hibridă. Această terminologie trebuie normalizată din timp, pentru a se evita confuziile.

II. Criteriul de clasificare a transistoarelor pe categorii (clase) tehnologice şi tipuri tehnologice

Există mai multe criterii de clasificare a transistoarelor, fiecare util din cîte un punct de vedere. De exemplu, pentru caracterizarea transistorului ca element amplificator de o anumită putere şi frecvenţă, este necesară o clasificare convenţională pe game de puteri şi frecvenţe.

De asemenea, o clasificare utilă poate fi după domeniul de utilizare a transistorului etc.

În articolul de faţă se va prezenta o clasificare a transistoarelor pe categorii (clase) şi tipuri tehnologice. Această clasificare este intim legată de structura transistorului şi este independentă de clasificările convenţionale pe game de puteri şi frecvenţe sau pe familii de utilizare.

După cum s-a menţionat, sarcina împărţirii transistoarelor pe clase şi tipuri tehnologice — şi legat de aceasta stabilirea terminologiei

* Aceste transistoare sînt denumite în multe lucrări „transistoare cu joncţiuni" ceea ce poate produce confuzii, deoarece există şi transistoare monopolare cu joncţiuni.

corespunzătoare — nu este o sarcină uşoară. Acest lucru se reflectă şi în literatură, terminologiile folosite în articolele de revistă fiind diferite; chiar lucrările care tratează problema clasificării transistoarelor [1], [2], [3] nu corespund total între ele.

După părerea autorului, un criteriu care apare ca judicios pentru determinarea apartenenţei unui transistor la o clasă tehnologică este acela al *procesului tehnologic prin care se formează joncţiunile.* În acest fel, apartenenţa unui transistor la o clasă tehnologică este univocă. De exemplu, conform punctului de vedere arătat, transistorul drift (v. mai departe terminologia tipurilor) aparţine clasei transistoarelor aliate — deoarece joncţiunile lui se formează prin aliere — deşi la fabricarea lui intervine şi procesul de difuziune.

În consecinţă, se propune împărţirea transistoarelor în următoarele clase tehnologice:

1. transistoare cu joncţiuni formate prin creştere;
2. transistoare cu joncţiuni formate prin aliere;
3. transistoare cu joncţiuni formate prin difuziune;
4. transistoare cu joncţiuni formate prin epitaxie;
5. transistoare cu joncţiuni formate prin aliere şi prin difuziune;
6. transistoare cu joncţiuni formate prin aliere şi prin epitaxie;
7. transistoare cu joncţiuni formate prin difuziune şi prin epitaxie.

Aceste *clase* tehnologice se împart, în continuare, în *tipuri* tehnologice, conform schemei din figura 1. Specificaţiile de tip tehnologic sînt date, de obicei, în cataloagele de fabricaţie ale firmelor producătoare de transistoare.

În schema din figura 1 s-au marcat prin dreptunghiuri întrerupte tipurile mai puţin întîlnite.

Observaţii

1. În clasificarea prezentată, tehnica microalierii nu este considerată ca o tehnică separată de formare a joncţiunilor, ci ca o variantă a tehnicii alierii. Într-adevăr, transistoarele microaliate nu se deosebesc decît prin gradul de fineţe al joncţiunilor de transistoare aliate, din punct de vedere al structurii joncţiunilor.

În ceea ce priveşte transistoarele cu bariere de suprafaţă (Surface Barrier Transistor, SBT), considerate în alte clasificări ca făcînd parte, împreună cu transistoarele microaliate, din clasa transistoarelor electrochimice (Electrochemical Transistor), acestea au fost excluse complet din discuţia de faţă, deoarece ele nu pot fi considerate transistoare cu joncţiuni ($p-n-p$ sau $n-p-n$), ci transistoare speciale, de tip metal — semiconductor — metal. În aceeaşi situaţie se află şi transistoarele cu contacte punctiforme, excluse, de asemenea, din discuţie.

2. În clasificarea prezentată, prin difuziune ca tehnică de formare a joncţiunilor s-a considerat numai difuziunea în fază solidă, dintr-o sursă exterioară materialului care se difuzează, deoarece, în prezent, prin termenul de „difuziune" se înţelege automat acest tip de difuziune. În consecinţă, transistoarele crescute-difuzate şi retopite-difuzate au fost considerate ca făcînd parte din clasa transistoarelor cu joncţiuni formate prin creştere, cu toate că la formarea joncţiunilor lor contribuie, într-o măsură importantă, difuziunea.

III. Tipuri tehnologice de transistoare; terminologia tipurilor

În schema din figura 1 se dau denumirile propuse pentru terminologia românească a tipurilor tehnologice de transistoare. S-a avut în vedere starea de fapt în acestă direcţie, în sensul că nu s-au propus modificări de natură să înlocuiască termeni bine stabiliţi la ora actuală în ţara noastră. Pe de altă parte, s-a avut în vedere terminologia americană cel mai frecvent folosită în articolele de reviste, prospecte etc. (dată în paranteză la fiecare tip de transistor); în cazurile în care şi în literatura americană există mai mulţi termeni pentru acelaşi tip tehnologic, s-a preferat terminologia dată de R. L. Pritchard [2], care pare a fi cea mai raţională.

În continuare, se definesc, pe scurt, tipurile tehnologice care apar în schema din figura 1, considerîndu-se că se cunosc tehnologiile de obţinere a dispozitivelor semiconductoare. Pentru informări suplimentare în legătură cu aceste tehnologii, se pot consulta lucrările [1]şi [4].

1. *Transistoare cu joncţiuni formate prin creştere*

1. 1. *Transistoare crescute* (Grown; Double Doped). Prin acest termen se desemnează tipul cel mai simplu de transistor obţinut prin creştere; tehnologia creşterii simple se caracterizează prin introducerea separată în baia de tragere, în timpul tragerii bazei a impurităţilor de un tip, şi apoi în timpul tragerii emitorului a impurităţilor de tip opus.

1. 2. *Transistoare crescute ritmic* (Rate — Grown). Tehnologia creşterii ritmice se bazează pe variaţia coeficientului de segregare al impurităţilor cu viteza de tragere, această variaţie diferind de la impurităţile donoare la cele acceptoare; în consecinţă, tehnologia creşterii ritmice constă în tragerea cu viteze diferite pentru regiunile emitorului (colectorului) şi bazei a monocristalului, dintr-o topitură care conţine atît impurităţi donoare, cît şi acceptoare.

1. 3. *Transistoare crescute-difuzate* (Grown — Diffused). Fabricarea acestor transistoare con-

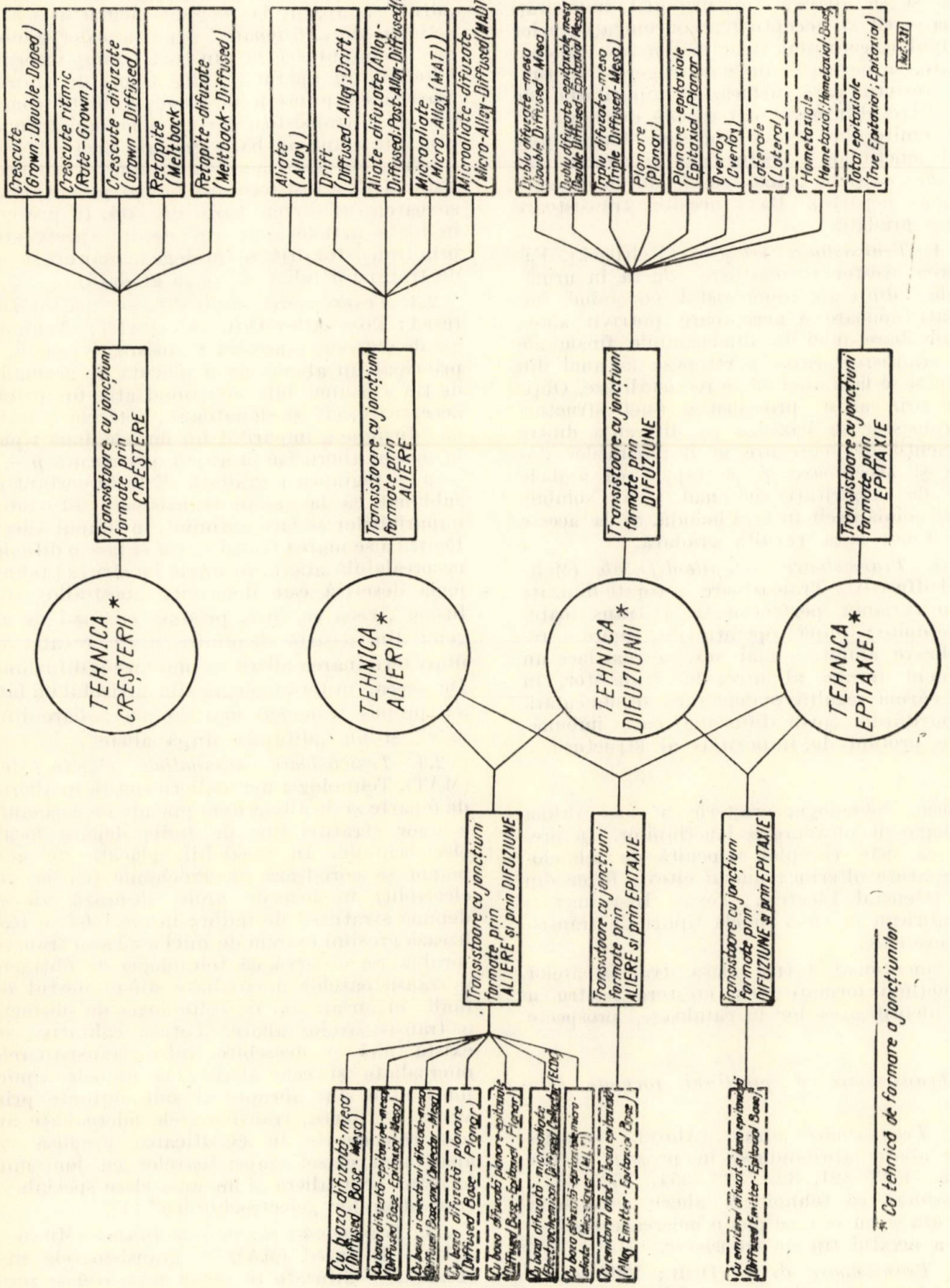


Fig. 1. Schema clasificării tranzistoarelor pe clase şi tipuri tehnologice.

stă în următoarele trei faze : întîi se trage în mod obişnuit colectorul ; apoi se opreşte tragerea şi se adaugă topiturii atît impurităţi donoare, cît şi acceptoare, concentraţia celor de tipul colectorului fiind mai mare ; în continuare, se porneşte din nou tragerea. În timpul creşterii care urmează, impurităţile de tipul bazei difuzează mai repede decît cele de tipul emitorului înspre colector, formîndu-se astfel joncţiunile colector-bază şi emitor-bază întocmai ca şi la transistoarele dublu difuzate (v. mai departe). Baza acestor transistoare rezultă gradată.

1. 4. *Transistoare retopite* (Meltback). Fabricarea acestor transistoare constă în următoarele : dintr-un monocristal conţinînd impurităţi donoare şi acceptoare potrivit alese, se taie bare mici la dimensiunile finale ale unui transistor, care se retopesc la unul din capete şi se lasă apoi să se recristalizeze. Obţinerea prin acest procedeu a unei structuri de transistor se bazează pe diferenţa dintre coeficienţii de segregare ai impurităţilor donoare şi acceptoare şi pe faptul că ambele feluri de impurităţi sînt mai puţin solubile în fază solidă decît în fază lichidă. Şi la aceste transistoare baza rezultă gradată.

1. 5. *Transistoare retopite-difuzate* (Meltback-Diffused). Transistoare retopite-difuzate sînt o variantă perfecţionată a transistoarelor retopite : după operaţia de topire — recristalizare amintită mai sus, se mai face un tratament termic al întregului transistor, în urma căruia rezultă o deplasare suplimentară a impurităţilor (prin difuziune) care îmbunătăţeşte profilul de impurităţi al structurii.

*

Istoric, tehnologia creşterii a fost prima tehnologie de obţinere a joncţiunilor. În prezent, ea este complet înlocuită de tehnologiile apărute ulterior ; numai cîteva firme din lume (General Electric, Texas Instruments) mai fabricau în 1965 unele tipuri de transistoare crescute.

S-a menţionat totuşi clasa transistoarelor cu joncţiuni formate prin creştere pentru a uşura identificarea lor în cataloage, prospecte etc.

2. *Transistoare cu joncţiuni formate prin aliere*

2.1. *Transistoare aliate* (Alloy). Transistoarele aliate fabricîndu-se în prezent la noi în ţară (EFT 321, 322, 323, 351, 352, 353), se consideră că tehnologia alierii este bine cunoscută şi nu se face nici o încercare de descriere a acestui tip de transistor.

2.2. *Transistoare drift* (Drift ; Diffused — Alloy). Aceste transistoare se fabrică, de asemenea, în ţara noastră (EFT 317, 319, 320).

În legătură cu denumirea tipului tehnologic se face următoarea observaţie : termenul de „drift" a apărut la început pentru a descrie acţiunea de „antrenare" a purtătorilor minoritari în cîmpul electric din bază („cîmp intern"). Ulterior, au apărut şi alte tipuri de transistoare cu cîmp intern (de exemplu, toate tipurile din clasa transistoarelor cu joncţiuni formate prin difuziune au baza gradată deci au cîmp intern) ; cu toate acestea denumirea de transistor drift a fost reţinută numai pentru transistoarele aliate cu baza gradată. În prezent, în toate articolele de reviste, prospecte etc., prin transistor drift se înţelege numai acest tip de transistor (aliat, cu baza gradată).

2.3. *Transistoare aliate-difuzate* (Alloy-Diffused ; Post Alloy-Diffused (PADT). Tehnologia de obţinere a acestor transistoare constă, în principal, în alierea pe o plăcuţă de germaniu de tip p a unei bile conţinînd atît impurităţi acceptoare, cît şi donatoare ; vitezele diferite de difuziune a impurităţilor de cele două tipuri în timpul alierii fac să apară o structură $p - n - p$ cu regiunea n gradată. Este important de subliniat că la aceste transistoare difuziunea impurităţilor se face automat, în timpul alierii. Pentru a se marca faptul că nu se face o difuziune prealabilă alierii, în unele lucrări [2] tehnologia descrisă este denumită „post-alloy diffusion", ceea ce, însă, produce confuzii de alt gen : din această denumire poate rezulta că după terminarea alierii se mai face o difuziune. De aceea, în terminologia din articolul de faţă s-a propus termenul mai simplu „aliate-difuzate" şi nu „difuzate după aliere".

2.4. *Transistoare microaliate* (Micro-Alloy (MAT). Tehnologia microalierii constă în alierea de o parte şi de alta a unei plăcuţe de germaniu a unor straturi fine de indiu depuse local, electrochimic. În prealabil, plăcuţa de germaniu se corodează electrochimic (cu jet de electrolit) în locurile unde urmează să se depună straturile de indiu ; în acest fel se realizează grosimi extrem de mici ale bazei transistorului. Se observă că tehnologia de obţinere a transistoarelor microaliate diferă destul de mult, în ansamblu, de tehnologia de obţinere a transistoarelor aliate. Totuşi, calitativ, nu există nici o deosebire între transistoarele microaliate şi cele aliate : la ambele tipuri joncţiunile sînt abrupte şi sînt obţinute prin aliere. De aceea, transistoarele microaliate au fost considerate în clasificarea propusă ca aparţinînd clasei transistoarelor cu joncţiuni formate prin aliere şi nu unei clase speciale a transistoarelor „electrochimice" [1].

2.5. *Transistoare microaliate-difuzate* (Micro — Alloy — Diffused (MADT). Transistoarele microaliate — difuzate se obţin prin acelaşi procedeu ca şi cele microaliate, cu deosebirea că procesul tehnologic se completează cu difu-

zarea plăcuţei corodate, înainte de a se face depunerea electrochimică. În acest fel se obţine o structură întru totul similară structurii „drift".

*

Din transistoarele cu joncţiuni formate prin aliere cele mai răspîndite în prezent sînt tipurile „aliate" şi „drift"; ele se fabrică încă la multe firme producătoare de transistoare.

Tehnologia alierii — difuziei (PADT) este exploatată comercial numai de firma Mullard (OC 171).

Tehnologiile microalierii şi microalierii — difuziunii, deşi cu posibilităţi relativ mari privind performanţele de înaltă frecvenţă, nu sînt folosite decît de firma Philco Corporation, care a patentat aceste procedee.

3. *Transistoare cu joncţiuni formate prin difuziune*

3.1. *Transistoare dublu difuzate — mesa* (Double Diffused — Mesa). În varianta lor iniţială [5], transistoarele dublu difuzate — mesa se obţineau prin două difuziuni succesive (cu parametri privind tipul impurităţilor, adîncimea de difuziune şi concentraţia superficială corespunzător aleşi) pe toată suprafaţa unei plachete de siliciu de dimensiunile unei monezi de un leu. În acest fel rezulta un „sandwich" $n - p - n$ din care se separau, prin corodare chimică, urmată de zgîriere cu diamant, circa 1 000 de transistoare. Contactarea bazei se făcea prin emitor (fig. 2, *a*). Structura rezultată avea ambele joncţiuni neprotejate.

De la această variantă s-a trecut apoi la varianta actuală de transistor dublu difuzat — mesa, care are emitorul difuzat prin mască de oxid (fig. 2, *b*); în acest fel rezultă o structură cu o singură joncţiune neprotejată (joncţiunea colector — bază).

Denumirea de „mesa" s-a dat după configuraţia structurii rezultate în urma corodării chimice selective, care aminteşte de forma aparte a platourilor stîncoase din sudul Americii de Nord, denumite mesa.

3.2. *Transistoare dublu difuzate — epitaxiale — mesa* (Double Diffused — Epitaxial — Mesa). Transistoarele dublu difuzate — epitaxiale — mesa se deosebesc de cele dublu difuzate — mesa numai prin materialul de plecare: în timp ce la cele simple difuziunile se executau pe plachete de siliciu masiv de mare rezistivitate, la cele epitaxiale se pleacă de la siliciu de mică rezistivitate (n^+), pe care este crescut epitaxial (adică *repetînd axele* cristalului de bază) un strat monocristalin de mare rezistivitate (n); difuziunile pentru formarea părţii active a transistorului se execută în acest strat, rezultînd o structură $n^+ - p - n - n^+$.

3.3. *Transistoare triplu difuzate — mesa* (Triple Diffused — Mesa). Aceste transistoare execută ca şi transistoarele dublu difuzate mesa, cu deosebirea că placheta de plecare (siliciu masiv de mare rezistivitate) este difuzată în prealabil, pe partea de fund, cu impurităţi donoare; în acest fel rezultă, ca şi la transistoarele dublu difuzate — epitaxiale — mesa, o structură $n^+ - p - n - n^+$.

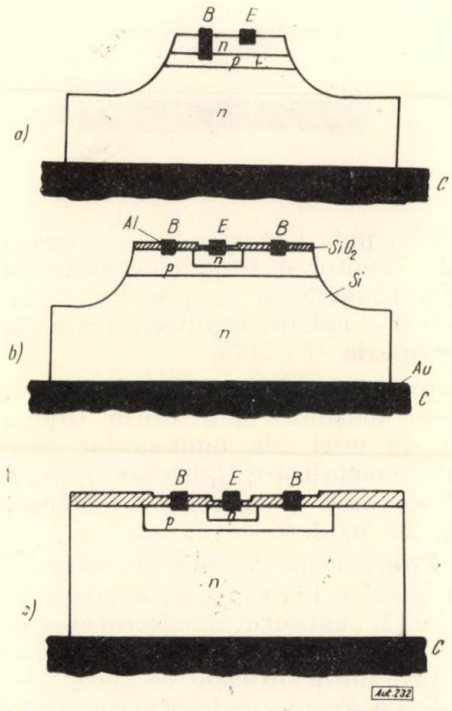


Fig. 2. Transistoare dublu difuzate:
a) transistor dublu difuzat — mesa, cu baza contactată prin emitor; *b*) transistor dublu difuzat — mesa, cu emitorul difuzat prin mască de oxid; *c*) transistor dublu difuzat — planar (cu emitorul şi baza difuzate prin masca de oxid).

3.4. *Transistoare planare* (Planar). Transistoarele planare au rezultat ca o perfecţionare firească a transistoarelor mesa, după cum se vede din figura 2: de la transistoarele dublu difuzate — mesa cu ambele joncţiuni neprotejate (fig. 2, *a*) s-a trecut întîi la transistoarele dublu difuzate — mesa cu o joncţiune neprotejată (fig. 2, *b*) şi apoi la transistoarele dublu difuzate cu ambele joncţiuni protejate (planar, fig. 2, *c*). Prezentarea din figura 2 s-a făcut tocmai cu scopul de a arăta că transistoarele dublu difuzate — mesa sînt numai o categorie istorică de transistoare dublu difuzate, ele fiind în prezent înlocuite de transistoarele planare.

În ceea ce priveşte terminologia tipului, ar fi mai corect să se spună „transistoare dublu difuzate — planare". Avînd însă în vedere larga lor răspîndire, s-a încetăţenit denumirea prescurtată „planar", prin care în mod unanim se desemnează acest tip de transistor.

3.5. *Transistoare planare — epitaxiale* (Epitaxial — Planar). Transistoarele planare — epitaxiale se deosebesc de cele planare numai prin aceea că se execută pe plachete de siliciu epitaxial în loc de plachete de siliciu masiv (aceeaşi deosebire ca şi între transistoarele dublu difu-

zate — mesa — epitaxiale şi cele dublu difuzate — mesa).

3.6. *Transistoare overlay* (Overlay). Denumite comercial „overlay", aceste transistoare sînt de fapt o perfecţionare a transistoarelor planare — epitaxiale cu geometrie în pieptene

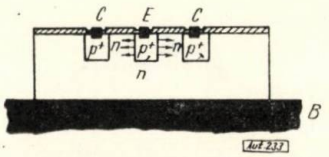


Fig. 3. Transistor lateral.

(folosite la puteri mari) : fiecare dinte al pieptenului — emitor se fragmentează în mai multe emitoare elementare care se leagă în paralel ceea ce dă o mărire suplimentară a raportului perimetru/arie [6], [7].

Legarea în paralel nu se mai poate face prin conexiuni obişnuite din cauza dimensiunilor extrem de mici ale emitoarelor elementare, ci printr-o metalizare („învelire") depusă peste stratul de oxid şi aliată cu emitoarele prin ferestre în oxid.

3.7. *Transistoare laterale* (Lateral). Transistoarele laterale [8] se execută printr-o singură difuziune (!) : emitorul şi colectorul se difuzează simultan, pe aceeaşi parte a unei plachete de siliciu, prin fante suficient de apropiate, pentru a se realiza o grosime de bază acceptabilă (fig. 3). Contactul bazei se face pe fundul plachetei. Denumirea tipului provine de la direcţia de curgere a curentului de purtători minoritari, paralelă cu suprafaţa.

3.8. *Transistoare hometaxiale* (Hometaxial). Aceste transistoare [9] se realizează, de asemenea, printr-o singură difuziune ; se difuzează pe ambele feţe o plăcuţă de siliciu de tip omogenă, cu impurităţi donoare, apoi structurile se definesc prin corodare mesa şi zgîriere cu diamant. De fapt, transistoarele hometaxiale reproduc, în clasa transistoarelor cu joncţiuni formate prin difuziune, caracteristicile transistoarele aliate.

Denumirea comercială de „hometaxiale" provine de la structura bazei (*axial hommo*geneously base).

*

Din transistoarele cu joncţiuni formate prin difuziune menţionate, de cea mai mare importanţă în prezent sînt *transistoarele planare şi planare — epitaxiale* (cu siliciu şi cu germaniu). *Aceste transistoare sînt considerate, de toate rapoartele publicate asupra dispozitivelor semiconductoare, ca tipuri bine stabilizate în prezent şi despre care se speră să rămînă încă stabile (în producţie) o perioadă relativ mare de timp.*

De asemenea, transistoarele overlay (cu siliciu) constituie în prezent soluţia tipică pentru domeniul amplificării de putere în radiofrecvenţă.

4. *Transistoare cu joncţiuni formate prin epitaxie*

4.1. *Transistoare total epitaxiale* (True Epitaxial). Principial este posibil să se obţină structuri $n - p - n$ (sau $p - n - p$) numai prin creşteri epitaxiale, rezultînd astfel transistoare total epitaxiale. Asemenea transistoare s-au executat în laborator, însă tehnica amintită nu este folosită comercial de nici o firmă producătoare de transistoare.

5. *Transistoare cu joncţiuni formate prin aliere şi prin difuziune*

Tipurile cunoscute aparţinînd acestei clase au joncţiunea emitor — bază formată prin aliere şi joncţiunea colector — bază formată prin difuziune.

5.1. *Transistoare cu baza difuzată — mesa* (Base Diffused — Mesa). La fabricarea acestor transistoare, după difuziunea bazei (care se face ca şi la transistoarele dublu difuzate — mesa) se depune în vid, pe partea difuzată, în locurile unde urmează să fie emitorul, un metal din grupa a III-a sau a V-a a sistemului periodic al lui Mendeleev (de exemplu, aluminiu) sau un aliaj metal — element din grupa a III-a sau a V-a (de exemplu, Au — Ga sau Au — Sb) ; depunerea metalică se aliază apoi cu siliciul (sau germaniul) aflat dedesubt, rezultînd regiuni recristalizate de tip p sau n. În continuare procesul tehnologic conţine aceleaşi faze ca şi la transistoarele dublu difuzate — mesa.

În ceea ce priveşte terminologia, trebuie subliniată necesitatea denumirii corecte a acestui tip tehnologic ; folosirea denumirii simplificate „transistoare mesa" nu este indicată, deoarece există posibilitatea confuziei între acest tip şi tipul dublu difuzate — mesa (ambele tipuri sînt la fel de răspîndite pe piaţă la ora actuală).

5.2. *Transistoare cu baza difuzată — epitaxiale — mesa* (Diffused Base — Epitaxial — Mesa). Transistoarele cu baza difuzată — epitaxiale — mesa se deosesc de cele cu baza difuzată — mesa la fel ca şi transistoarele dublu difuzate — mesa de cele dublu difuzate — epitaxiale — mesa : materialul de plecare este siliciu (sau germaniu) epitaxial în loc de siliciu (sau germaniu) masiv.

5.3. *Transistoare cu baza şi colectorul difuzate — mesa* (Diffused Base and Collector — Mesa).

Denumirea propusă defineşte suficient de clar tipul : transistoarele cu baza şi colectorul difuzate — mesa se obţin ca şi transistoarele cu baza difuzată — mesa, cu deosebirea că placheta de plecare se difuzează suplimentar pe partea de contact (colector).

5.4. *Transistoare cu baza difuzată — planare* (Diffused Base — Planar). La aceste transistoare joncţiunea colector — bază se obţine întocmai ca şi la transistoarele planare (prin difuziune prin mască de oxid), însă joncţiunea emitor — bază se obţine prin aliere. Se observă că denumirea „planare" se referă numai la structura joncţiunii colector — bază.

5.5. *Transistoare cu baza difuzată — planare —epitaxiale* (Diffused Base — Epitaxial — Planar). La aceste transistoare joncţiunea colector — bază se obţine ca şi la transistoarele planar — epitaxiale, însă joncţiunea emitor — bază se obţine prin aliere. Se observă, de asemenea, că denumirea „planare" se referă numai la structura joncţiunii colector — bază.

5.6. *Transistoare cu baza difuzată — microaliate* (Electrochemical — Diffused Collector (ECDC)). Transistoarele cu baza difuzată — microaliate se fabrică în felul următor: se difuzează pe una din părţi, cu impurităţi acceptoare (de exemplu), o pastilă de germaniu (sau siliciu) masiv de rezistivitate mare, de tip *n*, obţinîndu-se astfel joncţiunea colector — bază; apoi, joncţiunea emitor — bază se obţine prin microaliere.

Denumirea americană a tipului „electrochimice, cu colectorul difuzat", deşi destul de mult folosită (mai ales în forma prescurtată, ECDC), nu caracterizează suficient de bine acest tip de transistoare. De aceea s-a propus termenul „cu baza difuzată —microaliate", suficient de clar şi în concordanţă cu celelalte denumiri în cadrul clasei transistoarelor cu joncţiuni obţinute prin aliere şi prin difuziune.

5.7. *Transistoare cu baza difuzată — epitaxiale — microaliate* (Microlayer (MLT)). După cum arată denumirea propusă pentru terminologia românească, aceste transistoare au joncţiunea colector — bază difuzată pe material epitaxial, iar joncţiunea emitor — bază, microaliată.

La fel, denumirea americană „cu microstrat" nu caracterizează suficient de bine tipul şi a fost înlocuită.

*

În legătură cu răspîndirea tipurilor de transistoare din clasa transistoarelor cu joncţiuni formate prin aliere şi prin difuziune se menţionează faptul că cele mai întîlnite sînt: cu baza difuzată — mesa (transistoare cu germaniu, de frecvenţă foarte înaltă*), cu baza difuzată — epitaxiale — mesa (transistoare de putere**) şi cu baza şi colectorul difuzate — mesa (transistoare de putere, de comutaţie la curenţi mari; exemplu tipic, BUY 12, produs de Siemens).

*) Acest tip de transistor a fost înlăturat, la unele firme, de transistorul planar cu germaniu.

**) Se întîlneşte la transistoarele introduse în fabricaţie în urmă cu cîţiva ani şi care se produc încă.

6. *Transistoare cu joncţiuni formate prin aliere şi prin epitaxie*

6.1. *Transistoare cu emitorul aliat şi baza epitaxială* (Alloy Emitter — Epitaxial Base). Aceste transistoare au joncţiunea colector — bază formată prin creşterea epitaxială (de exemplu, *p* pe *n*) şi joncţiunea emitor — bază formată prin aliere.

Deşi la apariţia tehnicii creşterii epitaxiale se credea că această tehnică va fi folosită chiar la formarea joncţiunilor transistoarelor (*Bell Telephone Laboratories*), în prezent, transistoarele cu una sau cu amîndouă joncţiunile obţinute prin creştere epitaxială nu se produc industrial.

7. *Transistoare cu joncţiuni formate prin difuziune şi prin epitaxie*

7.1. *Transistoare cu emitorul difuzat şi baza epitaxială* (Diffused Emitter — Epitaxial Base). După cum arată denumirea, acest tip de transistor are joncţiunea colector — bază formată prin creşterea epitaxială şi joncţiunea emitor bază formată prin difuziune.

Transistoarele cu emitorul aliat şi baza epitaxială au rămas în faza de laborator, ca şi celelalte transistoare care au una sau ambele joncţiuni formate prin creştere epitaxială.

IV. Concluzii

Marea varietate de procedee tehnologice prin care se pot obţine în prezent transistoarele, precum şi modul în care firmele producătoare şi-au denumit tipurile nou elaborate, fac necesară o discuţie asupra clasificării şi terminologiei tipurilor transistoarelor.

În articolul de faţă s-a prezentat o clasificare a transistoarelor bipolare avînd în vedere criteriul procesului tehnologic prin care se formează joncţiunile; după părerea autorului, acesta este criteriul cel mai judicios pentru determinarea apartenenţei unui transistor la o clasă tehnologică.

De asemenea, s-a prezentat împărţirea, în continuare, a transistoarelor aparţinînd unei clase tehnologice pe tipuri tehnologice şi s-a discutat terminologia tipurilor tehnologice. S-au trecut în revistă tipurile tehnologice de transistoare cunoscute la data publicării articolului.

Atît clasificarea, cît şi terminologia prezentată, au caracterul unor propuneri menite să stabilească un prim pas în această direcţie; pe baza unor discuţii se vor putea aduce ulterior îmbunătăţiri, actualizări etc. clasificării şi terminologiei propuse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Fleet, J. J. *Types of transistors.* In: Electronic components, nr. 9, 10, 11, 1965, p. 835—840, 947—950, 1034—1037.

[2] Pritchard, R. L. *New classification of the many varieties of transistors according to the methods of fabrication.* In: Electronics, nr. 33, 1962, p. 46—49.

[3] Phillips, A. B. *Transistor engineering.* New York, McGraw — Hill, 1962.

[4] Stere, R. *Tehnologia semiconductoarelor.* Note de curs, Inst. pol. „Gh. Gheorghiu-Dej", Bucureşti.

[5] Aschner, J. F., Bittmann, C. A., Hare, W. F., Kleinmack, J. J. *Silicon high frequency switching transistor produced by oxide masking techniques.* In: Journ. of the Electrochem. Soc., nr. 5, 1959, p. 415—417.

[6] Carley, D. R., McGeouch, P. L., O'Brien, J. F. *The overlay transistor.* In: Electronics, nr. 17, 1965, p. 71—77.

[7] Reich, B. *Advance in discrete semiconductor devices.* In: Semiconductor products and solid-state technology, nr. 2, 1966, p. 19—26.

[8] Lyndmayer, J., Schneider, W. *Theory of lateral transistor.* In: Solid-state electronics, nr. 3, 1967, p. 225—234.

[9] *Hometaxial base transistors.* In: Electronics, nr. 22, 1966, p. 30—31.

Ing. P. MIHORDEA

Reglarea automată a tensiunii unui generator de 100 kW, 750 V, 8 000 Hz cu regulator electronic transistorizat

1. Considerații generale

Eficiența proceselor tehnologice industriale, care utilizează curenți de medie frecvență la încălzirea prefabricatelor, în vederea forjării, sau la călirea superficială a pieselor, depinde în mare măsură de comportarea sistemului de reglare a tensiunii surselor de alimentare în regim staționar și dinamic. Sursele de alimentare, folosite în mod curent, sînt convertizoarele rotative de frecvență, de tip motor asincron-generator. Reglarea automată a tensiunii generatorului unui astfel de grup convertizor, GEF 100/8 000 (100 kW, 8 000 Hz), fabricat de către U. M. E. B., face obiectul prezentei lucrări.

Menținerea constantă a tensiunii generatorului de medie frecvență pe durata procesului tehnologic are o deosebită importanță, în cazul călirii superficiale, deoarece de acest lucru depinde repartizarea uniformă a fluxului de căldură și călirea de grosime egală a stratului de metal. O suprareglare excesivă și insuficient de amortizată, precum și un timp de răspuns relativ mare, în raport cu durata activă a procesului tehnologic, duc la o structură metalografică necorespunzătoare a pieselor. Din aceleași cauze, fenomene supărătoare pot avea loc și la încălzirea prefabricatelor pentru forjare, cînd metalul atinge starea de topire sau este insuficient încălzit. Avînd în vedere că procesele tehnologice curente au durata de la una pînă la cîteva secunde și că regimul de lucru al generatorului este intermitent, cu variația curentului în treaptă, reglarea automată optimală a tensiunii de la bornele receptorului este obligatorie pentru obținerea calității produselor.

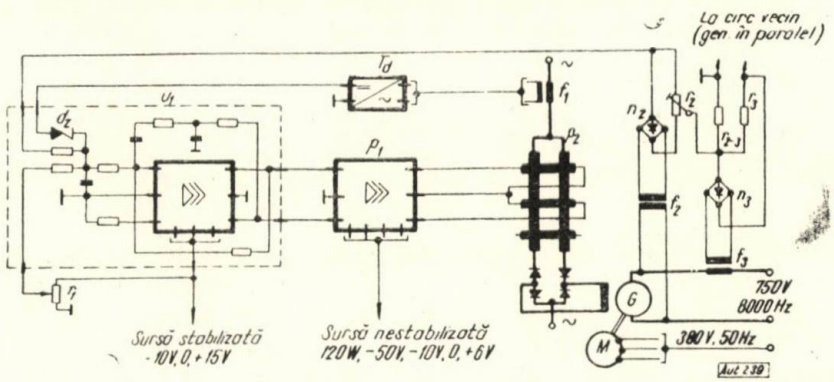


Fig. 1. Schema de reglare a tensiunii generatorului de 100 kW, 750 V, 8 000 Hz.

2. Scheme de reglare a tensiunii generatorului

Reglarea automată a tensiunii de lucru se efectuează în buclă închisă cu ajutorul echipamentului de reglare transistorizat UNIDIN. În conformitate cu figura 1, lanțul principal de reglare constă în regulatorul u_1, amplificatorul transistorizat basculant p_1 — care aparține de asemenea echipamentului UNIDIN — și amplificatorul magnetic p_2. Acesta din urmă este adecvat comenzilor de basculare ale amplificatorului p_1 și acționează asupra excitației generatorului. Valoarea de referință este dată de un potențiometru r_1, alimentat de la sursa stabilizată, iar reacția de tensiune este luată de la bornele de utilizare de 750 V, 8 000 Hz, printr-un circuit de adaptare, constituit din transformatorul de tensiune f_2, redresorul n_2 și potențiometrul r_2.

Deoarece caracteristica de magnetizare a generatorului prezintă o descreștere a tensiunii după atingerea unui maxim, este necesară limitarea curentului de excitație. Această limitare se face prin comanda de dezexcitare a generatorului, dată de regulatorul u_1, cînd curentul de alimentare a amplificatorului magnetic p_2

a depăşit valoarea corespunzătoare pragului de tensiune a diodei Zener d_z. Măsurarea şi redresarea curentului de alimentare a amplificatorului magnetic se fac cu ajutorul transformatorului de măsură f_1, iar tensiunea rezultată

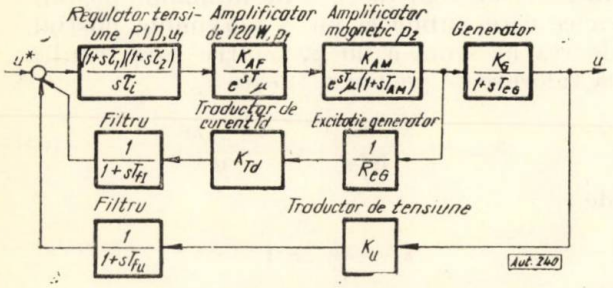


Fig. 2. Schema-bloc de reglare.

se aplică la intrarea regulatorului prin dioda Zener.

Schema de comandă şi reglare permite de asemenea funcţionarea în paralel a două generatoare. Punerea iniţială în paralel a generatorului este posibilă numai la tensiunea minimă a acestora, iar procesul de egalizare a sarcinilor este asigurat de regulatoare, pe baza abaterilor rezultate din compararea curenţilor de sarcină. Circuitul de comparare a sarcinii, propriu fiecărui generator, constă în transformatorul de curent f_3, redresorul n_3 şi rezistenţa r_3. Astfel, un regulator poate să emită comanda de excitaţie, respectiv de dezexcitaţie, după cum generatorul afectat lui este mai puţin sau mai mult încărcat.

Fixarea tensiunii de lucru are loc ca şi în cazul funcţionării individuale, şi anume aceasta se poate comanda, după caz, numai de la un singur potenţiometru al valorii de referinţă.

Pe baza analizei schemei funcţionale de mai sus se deduce schema-bloc de reglare cu funcţiile de transfer ale elementelor componente. Din această schemă, reprezentată în figura 2, rezultă funcţia de transfer aproximativă, exterioară regulatorului (obiectul reglat):

$$Y_{ex}(s) \simeq \frac{K_{ex}}{(1 + T_{eG}\,s)(1 + T_{AM}\,s)(1 + T_{\Sigma}\,s)}, \qquad (1)$$

unde s-a notat:

T_{eG} — constanta de timp a excitaţiei generatorului;

T_{AM} — constanta de timp a amplificatorului magnetic;

T_{Σ} — suma constantelor de timp mici (timpi morţi, filtrare).

În ce priveşte regulatorul, se ştie că structura şi mărimea constantelor lui de timp sînt determinate de structura şi constantele de timp ale obiectului reglat. Regulatorul care asigură în acest caz o reglare foarte precisă, fără statism şi cu un timp de răspuns minim, este cel cu acţiune PID. Această comportare este determinată în mod practic numai prin elementele reacţiei în paralel şi acelea de la intrare, deoarece regulatorul UNIDIN este transistorizat, deci fără inerţie, şi are un factor de amplificare mare.

Funcţia lui de transfer este de forma:

$$Y_R(s) \simeq \frac{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}{\tau_i s}. \qquad (2)$$

Optimizarea buclei de limitare a curentului şi a buclei de reglare a tensiunii se poate face după criterii cunoscute. După criteriul modulului, de exemplu, constantele de timp mari ale obiectului reglat T_{eG}, T_{AM} se compensează prin constantele de timp ale regulatorului τ_1, τ_2, în timp ce constantele de timp mici şi timpii morţi nu se pot compensa. Se obţine, astfel, o suprareglare de 5%, fără oscilaţii, şi un timp de răspuns mic la o variaţie în treaptă a mărimii de referinţă.

După criteriul simetric, constantele de timp ale regulatorului nu se ajustează la mărimea constantelor de timp mari ale obiectului reglat, ci în funcţie de suma constantelor de timp mici. Constantele de anticipare τ_1, τ_2 se determină, în acest caz, la valoarea de $8T_{\Sigma}$ sau prin aplicarea unei ajustări mixte, adică, după criteriul modulului şi cel simetric, se ajunge la $\tau_1 = T_{eG}$, respectiv $\tau_2 = 4T_{\Sigma}$. În ambele cazuri, răspunsul tranzitoriu este cel caracteristic criteriului simetric; în mod teoretic rezultă o suprareglare de 43%, iar cînd se introduce în calea directă un filtru de $4T_{\Sigma}$ se ajunge la o suprareglare de 8% şi un timp de primă stabilire de 7,6 T_{Σ}, faţă de 4,7 T_{Σ} din cazul optimizării după modul.

La ajustarea regulatorului, o importanţă deosebită se acordă variaţiei cu temperatura a punctului de zero, precum şi unor condiţii specifice funcţionării corecte a regulatorului.

În conformitate cu figura 3 se impune:

$R_1 \gg R_2$ — pentru ca constantele τ_1 şi τ_2 să nu fie interdependente;

$R_2 \geqslant 5\ k\Omega$ — pentru a nu încărca excesiv ieşirea regulatorului la variaţia bruscă a semnalului de intrare;

R_0 — cît mai mic posibil pentru a se reduce la minimum efectul derivei termice.

2.1. *Bucla de limitare a curentului de excitaţie*

Funcţia de transfer a circuitului de reglare exterior regulatorului are expresia:

$$Y_{ex}(s) = \frac{K_{ex}}{(1 + T_{eG}\,s)(1 + T_{AM}\,s)(1 + T_{\Sigma I}\,s)}, \qquad (3)$$

unde:

$$K_{ex} = K_{AF} \cdot K_{AM} \frac{1}{R_{eG}} \cdot K_{Td} = 6 \cdot 13{,}4 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}93 = 7{,}50;$$

$T_{eG} = 0{,}24$ s;

$T_{AM} = 0{,}1$ s;

$T_{\Sigma I} = 0{,}015$ s (timpul mort al amplificatorului magnetic, filtre etc.).

Respectarea condiţiilor prezentate în paragraful precedent este greu de realizat în cazul folosirii funcţiei de transfer a regulatorului din relaţia (2) şi a formulelor aproximative de ajustare. Astfel, la ajustarea regulatorului după criteriul modulului se ajunge la valori foarte apro-

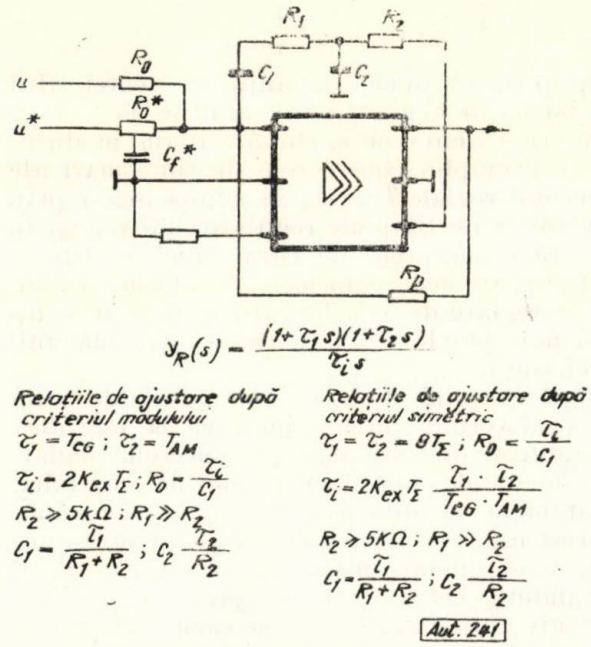


Fig. 3. Structura regulatorului PID.

piate de ale lui τ_i şi τ_2, deci la R_0, aproximativ egal cu R_1, care la rîndul său este $\gg R_2$ (minimum 5 kΩ). Rezultă pentru R_0 o valoare de circa 60 kΩ, care duce la o abatere de 0,3 V = = 3,75% faţă de semnalul de referinţă de 8 V, la o derivă de 5 μA. În această situaţie se pune problema folosirii unui raport R_1/R_2 minim, stabilit pe baza formulelor exacte de ajustare, şi eventual a trecerii la aplicarea mixtă a criteriului modulului şi a celui simetric.

Funcţia de transfer exactă a regulatorului este dată de expresia :

$$Y_R(s) = \frac{(1+\tau_1^* s)(1+\tau_2^* s)}{\tau_i s}, \qquad (4)$$

unde :

$$\tau_1^* + \tau_2^* = (R_1 + R_2) C_1 + R_2 C_2 = \tau_1 + \tau_2 ;$$

$$\tau_1^* \tau_2^* = R_1 R_2 C_1 C_2 = \frac{1}{\rho} \tau_1 \tau_2 ;$$

$$\rho = \frac{R_1 + R_2}{R_1} > 1.$$

Din rezolvarea sistemului de ecuaţii de mai sus rezultă :

$$\tau_{1.2} = \frac{1}{2}[(\tau_1^* + \tau_2^*) \pm \sqrt{(\tau_1^* + \tau_2^*) - 4\rho\,\tau_1^* \tau_2^*}], \qquad (5)$$

care pentru $R_1 \gg R_2$, adică $\rho = 1$, devine $\tau_{1,2} = \tau_{1,2}^*$.

Pentru a obţine o rezistenţă R_1 cît mai mică, în scopul obţinerii unei rezistenţe R_0 cît mai mici, deci a unui efect de derivă cît mai redus, este necesar ca τ_1 să fie minimum posibil, ceea ce corespunde la un ρ maximum posibil. Valoarea maximă a lui ρ, pentru care rezultă încă valori reale pentru $\tau_{1.2}$, este :

$$\rho_{max} = \frac{(\tau_1^* + \tau_2^*)^2}{4\tau_1^* \tau_2^*} = \frac{(1+k)^2}{4k}, \qquad (6)$$

unde :

$$k = \frac{\tau_1^*}{\tau_2^*} \geqslant 1.$$

Valoarea cea mai mică a lui R_1 rezultă din raportul R_1/R_2 minim, exprimat în funcţie de ρ_{max} :

$$\left(\frac{R_1}{R_2}\right)_{min} = \frac{1}{\rho_{max} - 1} = \frac{4k}{(k-1)^2}. \qquad (7)$$

Dacă se aplică din nou criteriul modulului, se obţin următoarele valori de ajustare :

$\tau_1^* = T_{eG} = 0{,}24$ s ; $\tau_{1.2} = \frac{1}{2}(\tau_1^* + \tau_2^*) = 0{,}17$ s ;

$\tau_2^* = T_{AM} = 0{,}10$ s ; $\tau_i = 2\,K_{ex}\,T_{\Sigma I} = 0{,}225$ s ;

$\rho = \frac{(\tau_1^* + \tau_2^*)^2}{4\tau_1^* \tau_2^*} = 1{,}2$; $\left(\frac{R_1}{R_2}\right)_{min} = \frac{1}{\rho_{max} - 1} = 5$;

$R_2 = 5$ kΩ ; $R_1 = 5\,R_2 = 25$ kΩ ;

$C_1 = \frac{\tau_1}{R_1 + R_2} = 5{,}7$ μF ; $R_0 = \frac{\tau_i}{C_1} \simeq 40$ kΩ.

$C_2 = \frac{\tau_2}{R_2} = 34$ μF ;

Valoarea obţinută pentru R_0 nu este convenabilă, deoarece duce la o derivă termică relativ mare : 40 kΩ × 5 μA = 200 mV, ceea ce reprezintă 2,5% din valoarea de referinţă.

Este mai convenabil să se folosească criteriul mixt de optimizare, aplicînd criteriul modulului pentru prima constantă de timp mare T_{eG} şi criteriul simetric pentru cea de-a doua constantă de timp mare T_{AM}. În această situaţie se obţine :

$\tau_1^* = T_{eG} = 0{,}24$ s ; $\tau_{1.2} = \frac{1}{2}(\tau_1^* + \tau_2^*) = 0{,}15$ s ;

$\tau_2^* = 4\,T_{\Sigma I} = 0{,}06$ s ; $\tau_i = 2K_{ex}\,T_\Sigma \frac{\tau_2^*}{T_{Am}} = 0{,}135$ s ;

$\rho_{max} = \frac{(\tau_1^* + \tau_2^*)^2}{4\tau_1^* \tau_2^*} = 1{,}56$; $\left(\frac{R_1}{R_2}\right)_{min} = \frac{1}{\rho_{max} - 1} = 1{,}8$;

$R_2 = 5$ kΩ ; $R_1 = 1{,}8\,R_2 = 9$ kΩ ;

$C_1 = \frac{\tau_1}{R_1 + R_2} = 10{,}7$ μF ; $R_0 = \frac{\tau_i}{C_1} = 12{,}65$ kΩ.

$C_2 = \frac{\tau_2}{R_2} = 30$ μF ;

Rezultă o derivă termică de 12,65 kΩ × 5 μA = 63,25 mV, ceea ce reprezintă 0,8% din valoarea de referinţă, care este cu totul admisibilă.

2.2. *Bucla de reglare a tensiunii generatorului*

Funcţia de transfer a circuitului de reglare exterior regulatorului are expresia :

$$Y'_{ex}(s) = \frac{K'_{ex}}{(1 + T_{eG}\,s)(1 + T_{AM}\,s)(1 + T_{\Sigma u}\,s)}, \quad (8)$$

unde :

$$K'_{ex} = K\,\frac{R_0}{2R_0 + r_0};$$

$$T_{eG} = 0{,}24 \text{ s};$$

$$T_{AM} = 0{,}10 \text{ s};$$

$K = K_{AF} \cdot K_{AM}\, K_G \cdot K_u = 6 \cdot 13{,}4 \cdot 16 \cdot 0{,}0128 = 16{,}3$:

$\frac{R_0}{2R_0 + r_0}$ — factor rezultat din aplicarea teoremei lui Kirchhoff asupra circuitului de intrare a regulatorului (fig. 4);

$T_{\Sigma u} = 15$ ms (timp mort, filtre).

Pentru a avea aceeaşi ajustare ca în cazul buclei de limitare a curentului este necesar ca

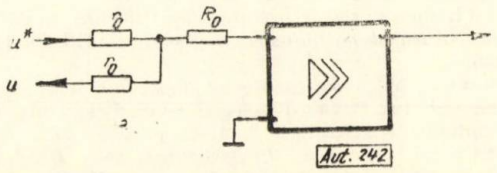


Fig. 4.

factorii de amplificare K_{ex} şi K'_{ex} să fie egali. Din această condiţie rezultă :

$$r_0 = R_0\left(\frac{K}{K_{ex}} - 2\right) = 12{,}65\left(\frac{16{,}3}{7{,}50} - 2\right) = 2{,}2 \text{ kΩ}.$$

Deriva termică $\Delta u = (2R_0 + r_0)\ \Delta i = 27{,}5$ kΩ × 5 μA = 138 mV, ceea ce reprezintă 1,75% din valoarea nominală impusă, care se acceptă.

Răspunsul sistemului la un semnal treaptă corespunde unei situaţii intermediare, între cel caracteristic criteriului modulului (caracteristica de frecvenţă MCD în fig. 5) şi cel simetric (SCD în fig. 5), situaţie care apare întotdeauna cînd se aplică criteriul simetric unui obiect care nu este integral, ci inerţial. Se poate aprecia deci un timp de primă stabilire de circa 4 $T_{\Sigma u} = 60$ ms, deci un răspuns rapid, o suprareglare de circa 15—20% şi o revenire practic fără oscilaţii. La semnale mari, răspunsul devine mai lent, din cauza saturării amplificatorului magnetic. Răspunsul la şocuri de sarcină are o alură similară.

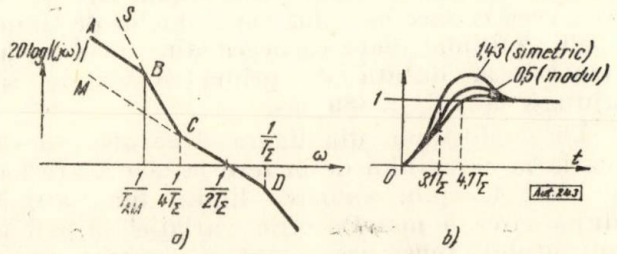


Fig. 5. Caracteristica atenuare-frecvenţă (*a*) şi răspunsul sistemului la semnal treaptă (*b*).

3. Rezultate experimentale

Valorile de ajustare ale regulatorului pentru care s-a obţinut o comportare optimă în regim tranzitoriu, la punerea în funcţiune a instalaţiei, sînt specificate mai jos;

$r_0 = 2\ k\Omega$; $R_1 = 10\ k\Omega$; $C_1 = 10\ \mu F$; $C_{f1} = 1\ \mu F$;

$R_0 = 8\ k\Omega$; $R_2 = 5\ k\Omega$; $C_2 = 32\ \mu F$; $C_{fu} = 100\ \mu F$.

După cum se observă, aceste valori sînt foarte apropiate de acelea găsite prin calcul. Condensatorul de filtrare de la ieşirea circuitului de reacţie a tensiunii de 8 000 Hz nu a fost preconizat la valoarea $C_{fu} = 100\ \mu F$, deoarece pentru filtrarea pulsurilor de medie frecvenţă

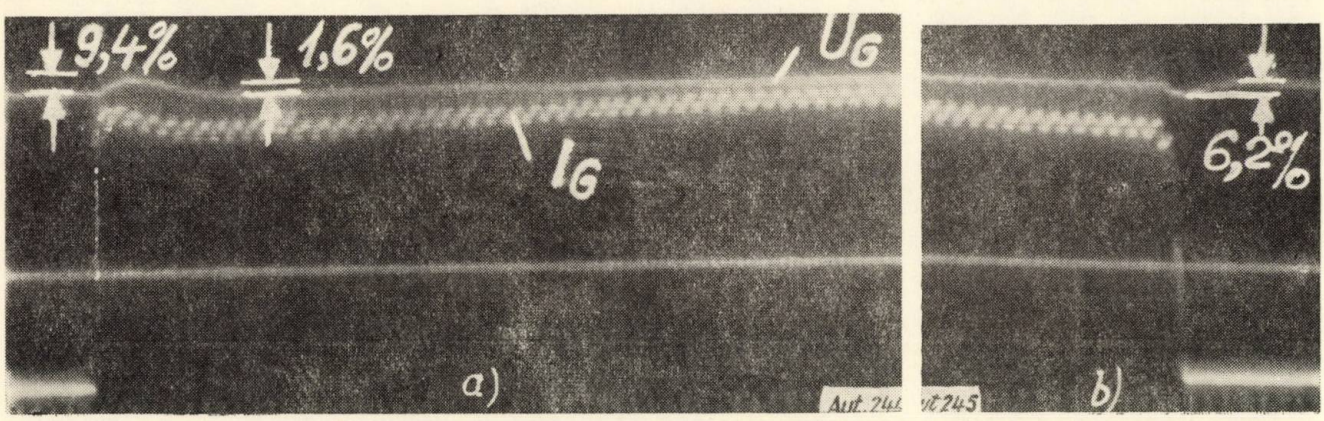


Fig. 6. Variaţia tensiunii generatorului la un şoc de sarcină total ;
a) la introducerea sarcinii; *b)* la scoaterea sarcinii.

este suficient un condensator de 2—4 μF. Valoarea mare a condensatorului a fost impusă de existenţa unei frecvenţe parazite de 50 Hz, dezvoltată chiar de generatorul convertizorului. Din această cauză, constanta de filtrare a circuitului de reacţie a tensiunii este de 10 ms, ceea ce face ca suma constantelor de timpi mici să fie mai mare ca aceea din calcul şi, în consecinţă, durata de primă stabilizare să ajungă la $4T_{\Sigma_u} = 80$ ms.

În oscilograma din figura 6 se observă că variaţia curentului de la zero la 200 A are loc în salt treaptă, valoarea limită fiind atinsă după circa 5 ms. Datorită variaţiei în salt a curentului, tensiunea acuză o creştere pe o durată de 80 ms, a cărei valoare tranzitorie maximă este de 75 V, ceea ce reprezintă 9,4% faţă de valoarea de 800 V, fixată la funcţionarea în gol, după care revine şi rămîne constantă. În regim tranzitoriu, creşterea tensiunii la aplicarea sarcinii şi scăderea tensiunii la deconectarea sarcinii se explică prin aceea că cos φ al generatorului este capacitiv, datorită unei baterii de condensatoare, conectată la bornele de lucru ale generatorului, ca măsură de adaptare a sursei la impedanţa de sarcină. În felul acesta, curentul este decalat înaintea tensiunii, iar variaţia în regim tranzitoriu a acesteia din urmă este de acelaşi sens ca şi a curentului. În regim staţionar, tensiunea de la bornele sarcinii este egală cu aceea de la funcţionarea în gol, deci cădere de tensiune nulă. Căderea de tensiune tranzitorie maximă, după punctul de primă stabilizare, este de 1,6%.

La decontarea sarcinii, procesul tranzitoriu este asemănător cu acela din cazul aplicării sarcinii, valorile limită ale regimului tranzitoriu (durata, căderea de tensiune) sînt însă mai mici din cauza caracteristicii externe a amplificatorului magnetic, care este limitată în sensul descreşterii curentului de excitaţie (sarcină AM).

Regimul staţionar şi dinamic este cu totul favorabil tehnologiei de fabricaţie, fapt confirmat şi de specialiştii de la uzina „Tractorul" — Braşov unde instalaţia se află în exploatare de circa doi ani.

4. Concluzii

Instalaţiile de reglare destinate industriei îşi îndeplinesc integral rolul dacă sînt realizate cu echipamente care pot asigura exigenţele cerute de calitatea proceselor tehnologice.

Sistemul de reglare unificat, transistorizat, folosit s-a dovedit că poate asigura parametrii de calitate ceruţi şi că este evident superior în raport cu alte sisteme clasice, cum ar fi regulatoarele cu amplificatoare magnetice sau cu amplidine. Calculul mărimilor de ajustare ale regulatorului nu este complicat, valorile definitive sînt suficient de apropiate de acelea calculate, iar stabilirea lor în practică se face după o metodă simplă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Papadache, I., Weinrich, G. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[2] Gluhanov ş.a. *Utilizarea curenţilor de înaltă frecvenţă în tehnologia industrială.* Bucureşti, Ed. energetică, 1955.

[3] Bunea, V. *About the theory of guy type high frequency generator.* In: Revue d'énergétique et d'électrotechnique (Academia R.P.R.), nr. 2, 1962, p. 250—277.

[4] Ettner, N. ş.a. *Projektierung von Regelanlagen mit Bausteinen des Systems Transidyn B.* In: Siemens Zeitschrift, nr. 8, 1965, p. 860—866.

[5] Weinrich, G. ş.a. *Reglarea automată a vitezei motoarelor de c.c. comandate prin tiristoare.* In: Automatica şi Electronica, nr. 1, 1963, p. 24—31.

ACTUALITĂŢI

Calculatoare care conduc o instalaţie cu 80 de reactoare PVC

Informaţii cu detalii de exploatare sînt încă puţin frecvente în ce priveşte calculatoarele cu sarcini D.D.C. Din această cauză informaţiile publicate într-un articol recent [1] despre o asemenea instalaţie prezintă un interes deosebit. Ele se referă la o instalaţie cuprinzînd două calculatoare care conduc procesul de polimerizare a PVC la combinatul CWH din R.F.G., efectuînd următoarele :

— stabilirea amestecului conform cu reţetele înmagazinate ;
— stabilirea transferului la reactoare ;
— asigurarea automatizării secvenţiale ;
— reglarea numerică a buclelor de temperatură (D.D.C.) ;
— realizarea sistemului de siguranţă şi alarmă.

Instalaţia cuprinde două sisteme separate : amestecul cu 10 recipiente de amestec cu şase linii de alimentare şi

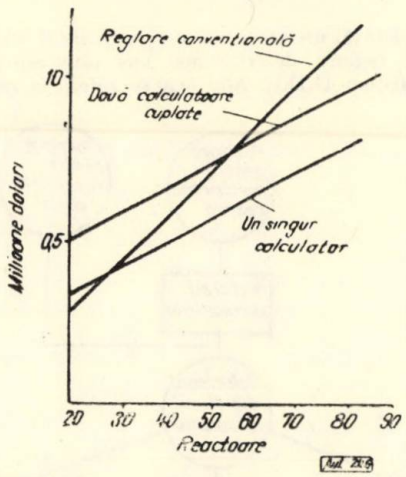


Fig. 1

80 de reactoare grupate în 10 linii. Parametrul de bază reglat este temperatura în reactor şi reglarea se face printr-un sistem în cascadă. Pentru regulatorul principal, algoritmul de reglare pentru D.D.C. este :

$$\Delta M = \frac{100}{PB}\left[\Delta l_n + \frac{\Delta t l_n}{T_i} + \frac{T_d\,\Delta(\Delta l_n)}{\Delta t}\right],$$

în care s-a notat cu :

ΔM — ieşirea regulatorului ;
T_i şi T_d — timpul integral, respectiv diferenţial ;
Δt — intervalul de testare, aproximativ 20 s ;
PB — banda de proporţionalitate ;
l_n — mărimea de acţionare.

În ce priveşte regulatorul secundar, s-a omis ultimu termen. În timpul experimentărilor pentru alegerea inter valului Δt de testare s-a stabilit că $\Delta t = 50$ s dă rezultate nesatisfăcătoare şi că diferenţa dintre $\Delta t = 20$ s sau 30 s nu este semnificativă.

Instalaţia este dotată, pentru siguranţă în primul rînd, cu două calculatoare Foxboro PCP 88 cu caracteristicile principale următoare :

două calculatoare cu memorie rapidă de	8 k fiecare ;
două memorii de mare capacitate de	200 k fiecare ;
mărimi analogice de intrare	256 ;
contacte diverse : la intrare	828 ;
la ieşire	864 ;
ieşiri analogice pentru buclele de reglare	82.

Instalaţia are un singur operator în loc de patru necesari pentru o instalaţie avînd şase recipiente de amestec şi 48 de reactoare.

În ce priveşte costul, figura 1 arată investiţia pentru sistemele de reglare :

— analogic ;
— D.D.C. cu două calculatoare în paralel ;
— D.D.C. cu un calculator.

Se vede că, peste un anumit număr de reactoare, sistemu D.D.C. este mai puţin costisitor decît o automatizare con venţională şi la instalaţia respectivă investiţia a fost c 250 000 dolari, adică cu 20 %, mai ieftină decît o automa tizare convenţională. Costul întreţinerii este, de asemenea simţitor mai redus. Pe de altă parte, producţia a crescut

Pentru proiectare, instalare şi punere în funcţiune au fost necesare :

	CWH (om-luni)	Foxboro (om-luni)
analiza preliminară a procesului	9	—
specificaţii pentru calculatoare	3	2
analiza finală a procesului	9	9
programarea	—	25
instalarea calculatoarelor	14	1
încercările off-line	2	2
încercările on-line	0,6	0,6
total		77,2

Instalaţia s-a pus în funcţiune în mai 1967, cu rezultat superioare faţă de o instalaţie de automatizare analogică

BIBLIOGRAFIE

[1] Amrehn, H. *Computers direct batching in 80 — reactor PVC plant.* In : Instrumentation technology nov 1967.

Introducerea reglării numerice (R.D.G.)

Prima instalaţie importantă D.D.C. a fost executată în 1962, folosindu-se un calculator Ferranti Argus 200 care cuprindea 98 de bucle de reglare [1].

Numărul de D.D.C. care se introduc în exploatare este în continuă creştere şi s-au putut strînge numeroase informaţii asupra funcţionării unui asemenea sistem. În cele ce urmează se vor reda principalele concluzii care rezultă din experienţa de pînă acum.

Reglarea D.D.C. s-a aplicat pînă acum în industriile chimică şi petrolieră, hîrtie, ciment, sticlă, textile, atît pentru procese continue, cît şi discontinue (cuve).

Diferenţa fundamentală dintre sistemul D.D.C. şi regulatoarele analogice constă în faptul că acestea din urmă formează un element separat asociat cu un anumit parametru de reglat, în timp ce în sistemul D.D.C. un calculator central preia funcţia de reglare în time-sharing pentru un mare număr de bucle de reglare, printr-un sistem de testare. Un sistem D.D.C. este mai suplu decît cel analogic şi deci poate prelua şi funcţii suplimentare, sesizări de limite, alarme, calcule matematice care ajută pe operator în conducerea procesului. Alte avantaje ale sistemului D.D.C. sînt : transferul fără şoc între diferitele feluri de operaţii, schimbarea uşoară în ecuaţia de reglare, reducerea spaţiului camerelor de comandă [2].

În ce priveşte intervalul de testare trebuie avut în vedere dinamica procesului şi spectrul perturbaţiilor. O regulă

stabilită experimental este ca frecvenţa de comutare să fie de 8—10 ori banda sistemului închis.

O mare cantitate de informaţii publicate se referă la algoritmele de reglare. Într-un sistem D.D.C. tipic pot fi diferite algoritme pentru diferite bucle. Pentru că un algoritm poate fi definitivat numai după punerea în funcţiune, este necesar

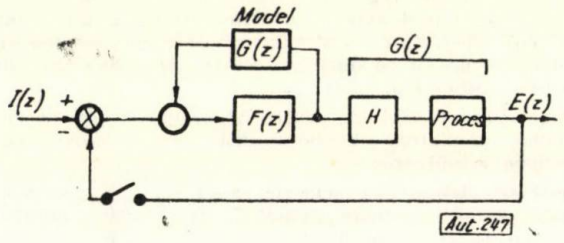


Fig. 1. Sistem de reglare pentru proces cu timp mort.

ca în sistemul D.D.C. să existe posibilitatea modificării algoritmelor sau de adăugat unele noi. În ce priveşte algoritmul tipic, reamintim că în sistemul analogic pentru un regulator PID el este :

$$C = V_R \left[a + \frac{1}{T_i} \int a dt + T_d \frac{da}{dt} \right].$$

în care s-a notat cu :

C — mărimea de comandă spre elementul de execuţie ;
a — mărimea de acţionare, $a = i - r$;
V_R — factorul de amplificare ;
T_i şi T_d — timpul integral şi diferenţial.

Echivalentul acestei relaţii în sistemul D.D.C. este :

$$C_n = V_R \left[a_n + \frac{T}{T_i} \sum_0^n a_i + \frac{T_d}{T} (a_n - a_{n-1}) \right],$$

în care s-a notat cu :

C_n — valoarea actuală a mărimii de comandă ;
a_n — mărimea de acţionare actuală ;
a_{n-1} — mărimea de acţionare precedentă ;
T — intervalul de testare.

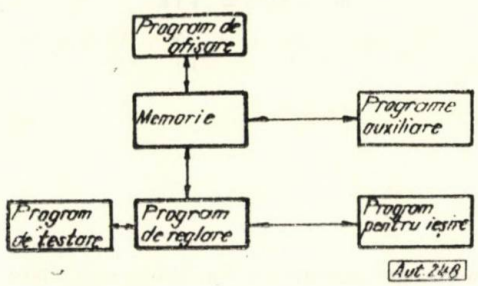


Fig. 2. Funcţiunile de bază ale unui sistem D.D.C. [3].

În afară de forma de mai sus, s-au studiat diferite alte algoritme. Ele se împart în două categorii mari [3] :

— algoritm de poziţie în care, cu notaţiile precedente, relaţia este :

$$C_n = A_0 a_n + A_1 a_{n-1} + A_2 \sum_1^n a_i ;$$

— algoritm de viteză în care relaţia este :

$$\Delta C_n = B_0 a_n + B_1 a_{n-1} + B_2 a_{n-2} .$$

Alegerea între aceste algoritme — matematic echivalente — se face în legătură cu aplicaţia specifică.

Dacă procesul are timp mort, atunci algoritmul precedent nu este suficient de satisfăcător şi în acest caz este mai eficientă structura din figura 1, în care :

$$\frac{E(z)}{I(z)} = F(z) \cdot G(z) = F(z) \cdot G'(z) \cdot z^{-d},$$

unde : $G'(z)$ nu cuprinde timp mort şi d este timpul mort exprimat în perioade de testare.

Dacă se realizează $F(z) = \dfrac{1}{G'(z)}$, ceea ce este în general posibil, atunci :

$$\frac{E(z)}{I(z)} = z^{-d}.$$

În practică însă, un asemenea sistem poate fi prea sensibil.

Legea de reglare descrisă mai sus este reprezentativă pentru un sistem D.D.C. Alte legi se referă la reglări fără

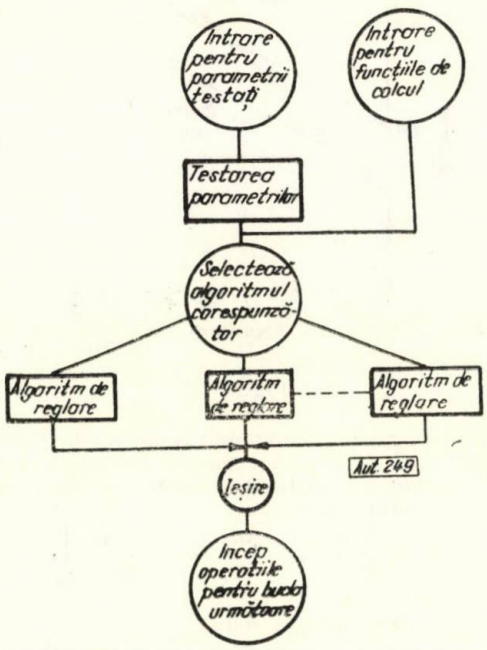


Fig. 3. Organizarea programului de reglare [3].

interacţiune, reglări adaptive. Există în plus posibilitatea trecerii de la un algoritm la altul după desfăşurarea procesului, ceea ce este deosebit de folositor în procese discontinue pentru porniri şi opriri. În figura 2 se arată funcţiunile de bază ale unui sistem D.D.C.

La întocmirea unei asemenea structuri trebuie să se ia următoarele trei decizii fundamentale :

— dacă programul de reglare trebuie să se aplice „pe buclă" sau „pe funcţiuni" ;

— dacă informaţiile trebuie înmagazinate pe buclă sau pe categorie de informaţie ;

— în ce fel calculatorul îşi împarte timpul între diferitele programe din figura 2.

În ce priveşte programul de reglare, organizarea „pe buclă" selectează o anumită buclă, aplică algoritmul respectiv şi apoi alege bucla următoare etc. În organizarea „pe funcţiuni" se face condiţionarea tuturor parametrilor procesului pentru toate buclele sau pentru o parte din ele şi apoi se aplică algoritmul de reglare. Pe măsură ce cerinţele sînt mai complicate,

metoda „pe funcţiuni" devine mai puţin satisfăcătoare. Deci mai generală este metoda „pe buclă" a cărei organizare este arătată în figura 3.

Pentru a păstra o perioadă de testare corectă este esenţial ca programul de reglare să aibă prioritate faţă de orice alt program. În ce priveşte time-sharing, practic se împart buclele de reglare în grupe din care unele sînt testate la fiecare interval, altele la două etc.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cundall, C. M., Morley, R. A. În: *1967 I.E.E.E. international convention record*, partea 3.

[2] Webb, J. C. *Representative D.D.C. systems.* In: Instruments and control systems, oct 1967.

[3] Opie, S. R. B. In: *1965 I.E.E.E. international convention record*, partea 9.

Unele cercetări în domeniul automatizărilor industriale şi rezultatele lor

În cele ce urmează se vor face unele aprecieri generale în ce priveşte asemenea cercetări, în special legate de automatizarea proceselor chimice [1]:

— Par a nu mai fi necesare cercetări în ce priveşte optimizarea buclelor de reglare simple sau, în orice caz, ele sînt de mică importanţă.

— Folosirea programării liniare pentru optimizare în regim staţionar este de practică curentă. Totuşi sînt limitări importante datorite caracteristicii exponenţiale a unor coeficienţi şi, ca urmare, o aplicabilitate restrînsă a unui model liniar al procesului [2].

— Sistemele adaptive sînt actualmente limitate la modificarea factorului de amplificare în diferitele feluri de a regla procesul. Aplicarea generală a sistemelor adaptive necesită prezenţa unui calculator numeric pentru automatizarea proceselor.

— Un interes deosebit îl prezintă reglarea predictivă şi aceasta necesită studierea unui model matematic simplificat al procesului.

— Cercetările pentru criteriile de optimizare se îndreaptă către aspectele economice în primul rînd. Sînt mai puţin importante performanţele pur tehnice — durata regimului tranzitoriu, abaterea maximă etc. — decît maximul de producţie, profitul maxim, costul minim. Ambele nu se pot obţine în mod obişnuit cu acelaşi algoritm.

— Sînt necesare cercetări pentru stabilirea unui optim dinamic în desfăşurarea proceselor de tip discontinuu, care să cuprindă toate perioadele: pornire, funcţionare în regim, oprire. Este însă probabil să fie necesare în fiecare caz cercetări îndelungate, aşa încît în practică optimizarea dinamică se va aplica numai în funcţionarea de regim.

— Din cauză că constantele de timp ale procesului sînt funcţie de condiţiile în care se desfăşoară procesul, în special în procesele care cuprind reacţii, trebuie să se acorde o atenţie deosebită cercetărilor experimentale, pentru a se evita concluzii prea optimiste în ce priveşte posibilitatea unor sisteme de reglare simple.

— Stadiul actual al teoriei sistemelor automate face necesară dotarea instalaţiilor industriale cu calculatoare care să facă posibilă aplicarea acestor teorii în cazul instalaţiilor complexe. De asemenea, o structură ierarhică a sarcinilor calculatorului este în fază de aplicare, structura pe niveluri ţinînd seamă de frecvenţa perturbaţiilor sau sarcinilor [3], [4].

— Introducerea sistemului de reglare numeric D.D.C. cu ajutorul calculatoarelor numerice constituie un domeniu de cercetări teoretice şi aplicative care este considerat ca avînd perspective deosebite în viitorii 5—10 ani.

— Modelarea proceselor va constitui un alt domeniu important de cercetări şi de aplicaţii. Actualmente cunoştinţele sînt rudimentare în ce priveşte modelarea unui proces complex în scopul obţinerii de rezultate optime. Succesele viitoare în proiectarea instalaţiilor tehnologice şi a automatizării respective vor depinde de posibilitatea de a concepe modelele matematice ale acestor instalaţii. Nu este pe de altă parte îndoială că conceperea tradiţională a acestor instalaţii pe modele în primul rînd pentru regimul staţionar face loc proiectării în care se ţine seamă şi de regimul dinamic. Cercetările se vor dezvolta în trei direcţii: metode mai bune de aproximare a răspunsurilor complexe cu modele simple, o caracterizare mai completă şi mai exactă a parametrilor neliniari ai proceselor şi dezvoltarea şi utilizarea unor calculatoare pentru modelarea proceselor.

— În multe cazuri, în practica automatizării, aplicarea sistemelor de reglare depăşeşte actualmente posibilitatea teoretică de a prevedea complet rezultatele obţinute. Aceasta este în special adevărat pentru sistemele de automatizare din marile instalaţii chimice şi petroliere, cu numeroase interconectări şi neliniarităţi.

— Dezvoltarea posibilităţilor sistemului D.D.C., cum şi necesitatea economică de a optimiza desfăşurarea proceselor, vor necesita aplicarea unor tehnici noi de îndată ce cercetările vor permite aceasta. Pentru aceasta trebuie avut în vedere că fenomenele reale sînt neliniare, cu mulţi parametri, ceea ce face analiza teoretică dificilă [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] Williams, T. J. *University research results for industrial process control.* In: Instrumentation technology, nov 1967.

[2] Letour, P. R., Kappel, L. B. *Time-optimum control of chemical processes for set-point changes.* American Institute of Chemical Engineers, sept 1966.

[3] Roth, I. B. *The application of the hierarchy system to on-line process control.* In: Journal of the British Institution of Radio Engineers, aug 1964.

[4] Williams, T. J. *Process dynamics and ist applications to industrial process design and automatic control. Automatic and remote control theory.* Londra, Butterworth, 1964.

Calculatoare utilizate în conducerea directă a proceselor de producţie

Indicăm în tabela care urmează caracteristicile calculatoarelor care au fost cel mai des utilizate în conducerea directă a proceselor de producţie

Ordinea în care s-au indicat este după numărul de calculatoare care conduc procesele, General Electric avînd livrate cele mai multe calculatoare de acest tip.

Fabricantul	Tipul calculatorului	Costul dolari „000"	Lungimea cuvîntului, biţi	Ciclul memoriei, μs	Memoria, k	Instrucţiuni cablate
General Electric	GE/PAC 4020	58 — 300	24	1,6	4 — 32	86
	GE/PAC 4060	84 — 1500	24	1,6	4 — 64	113
Scientific Data Systems	SDS 930	95 — 125	24	1,75	4 — 32	72
	Sigma 2	26 — 400	16	0,9	4 — 64	37
IBM	IBM 1800	47 — 129	18	2 — 4	4 — 32	27
Westinghouse	Prodac 50	35 — 130	14	4,5	4 — 16	25
	Prodac 550	150 — 1000	18	2	4 — 16	92
Honeywell	H 21	55 — 175	18	6	2 — 16	24
	H 610	100 — 300	24	—	4 — 16	42
	DDP 116	28 în sus	16	1,7	1 — 32	61
Elliott	Arch 102	10 — 20	13	6	4 — 8	16
	Arch 2000	20 — 35	24	6	8 — 65	—
	Arch 9000	60 — 180	18	6	8 — 64	32
Digital Equipment Corp	8 S	10 — 50	12	8	4 — 32	60
	PDP 8	18 — 50	12	1,5	4 — 32	60
	PDP 9	40 — 150	18	1	8 — 32	100
Ferranti	Argus 400	15 — 22	24	2	4 — 61	—
	Argus 500	15 — 22	24	0,5	4 — 61	—
Control Data	CDC 636	60 — 300	15	4	4 — 32	149
	CDC 1700	28 — 200	16	1,1	4 — 32	—
Foxboro	97400 A	125 — 325	12	1,5	4 — 32	60
	97600 A	150 — 350	18	1,75	4 — 32	100
Leeds & Northmp.	LN 4000	100 — 1000	24	1,75	16	64
English Electric	KDF 7	34 în sus	24	2	4 — 32	—

I. Papadache

RECENZII

W. Karplus. **On-line computing time-shared man-computer systems.** New York, Mc Graw-Hill, 1967*.

Trebuie de la început să atragem atenţia asupra unei oarecare confuzii care poate rezulta din prima parte a titlului. On-line computing înseamnă în acest caz: calcule făcute în timp ce omul — un operator uman — se găseşte în legătură cu calculatorul. Cartea se referă deci la un sistem foarte modern de instalaţii de calculatoare — de o foarte mare viteză de prelucrare şi capacitate de memorie — la care sînt conectaţi diferiţi operatori (beneficiari) în scopul obţinerii soluţiei unor probleme particulare cu ajutorul caracteristicii instalaţiei calculatorului de a repartiza, pe măsura disponibilului, capacitatea calculatorului fiecăruia dintre aceşti beneficiari (time-share man-computer systems).

Lucrarea nu se referă deci la „on-line computer systems", care cuprinde aplicaţiile calculatoarelor în conducerea proceselor industriale, ci cel mult, în măsura în care unul dintre aceste puncte ar constitui eventual legătura cu un operator, la un anumit proces tehnologic.

Cap. 1. *Introducere.* Se arată că dezvoltarea extraordinară a posibilităţilor calculatoarelor în perioada 1965 — 1967 face necesară o nouă concepţie în utilizarea lor, şi anume „on-line computing". Se descrie pentru exemplificare, cu oarecare detalii, o asemenea instalaţie — de mică importanţă — pusă în funcţiune la o universitate din S.U.A.

Cap. 2. *Analiza şi proiectarea unui asemenea sistem.* Se menţionează că acest fel de folosire a calculatoarelor mari moderne este foarte nouă şi deci nu pot fi încă indicate metode generale. Prima parte a capitolului cuprinde o analiză a sistemelor cu „time-shared", o clasificare în trei categorii a beneficiarilor posibili şi o expunere asupra felului în care trebuie studiate cerinţele beneficiarilor prezenţi pentru a stabili organizarea şi dimensionarea instalaţiei în ansamblu. În partea a doua a capitolului se exemplifică consideraţiile generale de mai sus într-un caz precis, şi anume în cazul unui calculator Control Data 6600, la care sînt legate calculatoare mici de tipul Control Data 6060. Pentru această instalaţie se dau şi unele indicaţii economice.

Cap. 3. *Echipament de intrare-ieşire.* Se descriu metodele prin care operatorul uman comunică cu calculatorul. Se expun concepţiile generale ale echipamentului utilizat pentru afişarea şi preluarea informaţiei şi apoi consideraţiile generale pentru realizarea cu acest echipament a unei anumite configuraţii.

Cap. 4. *Economicitatea sistemelor on-line.* Capitolul este deosebit de important prin consideraţiile generale pe care le cuprinde în ce priveşte avantajele şi dezavantajele generale ale unei instalaţii de tipul „on-line computing" în comparaţie cu instalaţiile proiectate pentru cazuri specifice (batch-processing). Este însă dificil să se atribuie acestora valori cantitative, aşa încît se consideră aproape imposibil să se facă într-un caz specific o comparaţie completă din punct de vedere economic. În acest capitol se expun metodele după care se poate proiecta un sistem „on-line computing" pentru a se obţine în cadrul acestei categorii o eficienţă mare. În partea finală se dau unele indicaţii asupra costului echipamentului unei asemenea instalaţii şi a costului exploatării. Acest sistem „on-line computing" poate ajunge la cheltuieli de exploatare de ordinul a 100 000 — 300 000 dolari lunar (adică 2 — 6 mili-

* Cartea se găseşte în biblioteca I.D.T.

oane lei). În partea finală a capitolului se fac unele consideraţii asupra concepţiei de taxare a beneficiarilor unui asemenea sistem.

Cap. 5. *Consideraţii psihologice şi fiziologice.* Întrucît în aceste instalaţii sînt importante reacţiile operatorului, se expun diferite consideraţii care trebuie să fi avute în vedere în proiectarea acestor sisteme. Expunerea are un caracter general, fără a se trage de fapt concluzii asupra calităţilor cerute operatorului în acest caz precis.

Cap. 6. *Rezolvarea problemelor matematice.* Se consideră că realizarea sistemelor „on-line computing", datorită posibilităţii lărgite ale marilor calculatoare, precum şi posibilităţii dotării cu un sistem grafic de intrare-ieşire, va modifica considerabil actualele metode de analiză şi proiectare. Această aplicaţie ocupă o importantă parte din lucrare (68 pagini, inclusiv apendicele), expunîndu-se în principal metoda Culler folosită la sistemul „on-line computing" de la Universitatea Santa Barbara (S.U.A.). Se expun metodele după care se pot face calcule cu ajutorul unui asemenea sistem, precum şi informaţii succinte asupra aplicaţiilor. Capitolul se încheie cu unele consideraţii generale economice.

Cap. 7. *Rezolvarea problemelor de proiectare printr-un dialog grafic.* În proiectările care necesită verificări analitice în diferite etape, pentru obţinerea unei soluţii optime, aceste verificări pot fi prelucrate în mod avantajos de calculatoare. În acest capitol se expun metodele folosite pentru aceste analize şi, în particular, echipamentul care realizează dialogul sub formă grafică. Trebuie menţionat că metodele nu implică neapărat existenţa unui „on-line computing system", aplicarea lor în legătură cu un asemenea sistem putînd fi mai eficientă din cauza posibilităţilor deosebite ale calculatorului din sistem.

Cap. 8. *Calculele necesare unui sistem de conducere strategică.* Se expun în general concepţiile — în principal destinate aplicaţiilor militare din S.U.A. — unui sistem „on-line computing" care trebuie să facă faţă unor cerinţe deosebit de complexe, denumit OPCON-ADP.

Cap. 9. *O teorie pentru organizarea înmagazinării informaţiei* Funcţionarea sistemelor „on-line computing" necesită înmagazinarea şi extragerea unui mare număr de informaţii de natură tehnică, economică sau altele. Problemele ridicate de aceste aspecte ale sistemului sînt foarte complexe şi în acest capitol se face o expunere teoretică a lor. În ce priveşte utilizarea informaţiilor, se stabilesc formule care definesc valoarea unei decizii în care intră ca componentă şi valoarea informaţiei înmagazinate şi preluate pentru decizie. Se urmăreşte să se stabilească o metodologie pentru soluţionarea unor probleme de înmagazinare a informaţiei care apar în sistemele om-calculator.

Cap. 10. *Consideraţii sociologice.* Introducerea sistemelor „on-line computing" constituie un important impuls în evoluţia spre o societate automată în care sarcini avute pînă acum de oameni sînt preluate în mod economic şi eficient de către maşini. Scopul capitolului este să stimuleze interesul cititorului pentru examinarea aspectelor sociale pe care le implică o asemenea evoluţie, în special în legătură cu asigurarea unui nivel de trai rezonabil pentru toţi.

Concluzii. Cartea expune problemele utilizării marilor calculatoare moderne pentru a acoperi necesităţile de calcul care apar în diferite puncte şi care sînt realizate prin echipamentul de intrare-ieşire manipulat de un operator. Astfel de utilizări sînt caracteristice unor organizaţii care justifică costul exploatării sistemului, cost de ordinul 2—6 milioane lunar şi, bineînţeles, investiţiile considerabile.

Expunerea presupune din partea cititorului o cunoaştere profundă a funcţionării calculatoarelor moderne şi, de asemenea, un nivel teoretic ridicat în domeniul matematicii. Ea este foarte atrăgătoare, fără exagerări de nici un fel. Unele capitole expun probleme conexe, cu caracter de informaţie generală (cap. 10). Alte capitole sînt excesiv de lungi sau sînt prea particulare.

I. Papadache

INTERKAMA'68

DÜSSELDORF

9 — 15 octombrie 1968

Tîrg de specialitate şi congres

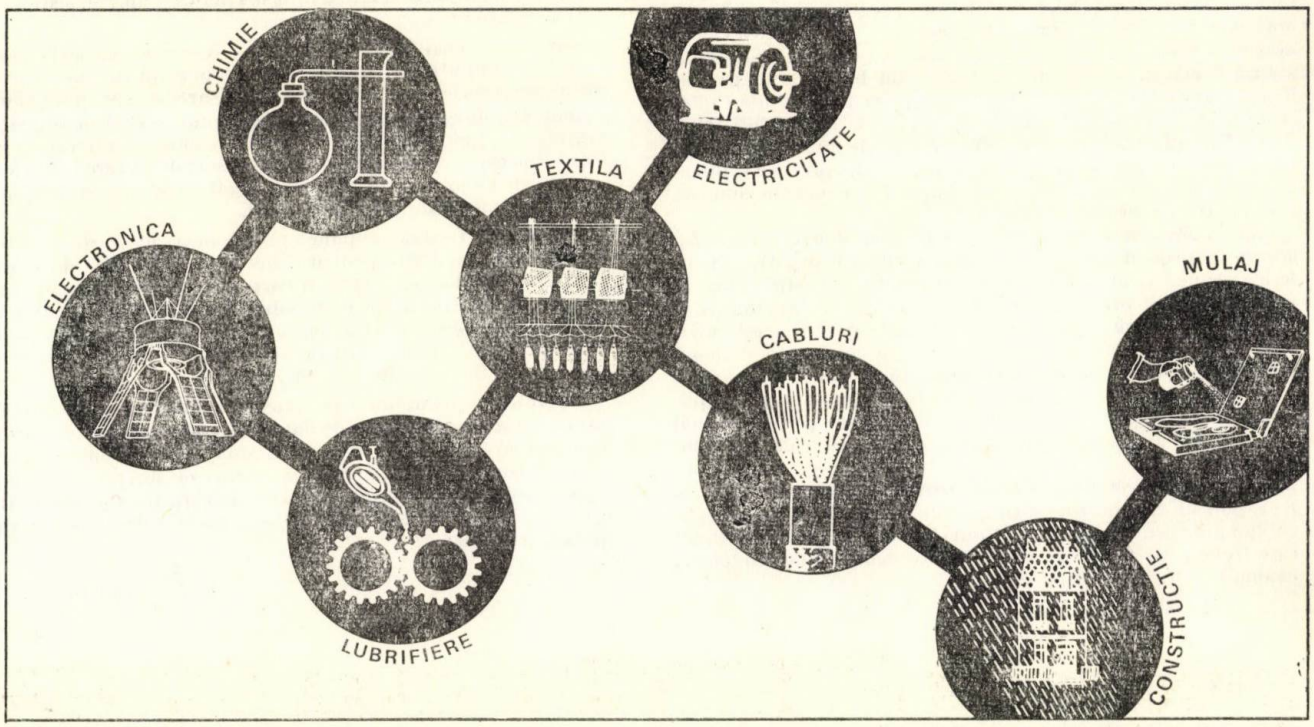
Interkama Düsseldorf prezintă pentru tehnica măsurării şi a automaticii, şi în special pentru electronică, pneumatică şi hidraulică, o ofertă internaţională pentru toate domeniile industriale şi de cercetare.

Informaţii: Düsseldorfer Messegesellschaft mbH
NOWEA — 4 Düsseldorf, Messegelände,
Tel.: 4 40 41

SISS
SILICONES

SOCIETE INDUSTRIELLE DES SILICONES

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 13.500.000 FRANCS - R.C. SEINE 55 B 4959
10, avenue Franklin-D.-Roosevelt - Paris 8e - FRANCE tél. 225.95.89



O SOLUȚIE DE SILICONI···

Stabilitate termică
Inerție chimică
Putere de hidrofugare
Neamestec cu materiile organice
Tensiune superficială slabă
Proprietăți electrice excelente

1 — EMULSII
Demulare — Hidrofugare — Înmuiere
2 — GRĂSIMI ȘI COMPOUNDURI
Lubrificare — Etanșeitate — Demulare
Compuși cu bisulfură de molibden „MOLYSLIP"
3 — FLUIDE
Cosmetice — Produse de întreținere
Aditivi pentru culori — Lubrificare
Aditivi pentru spume de poliuretani
Uleiuri pentru pompe de difuziune
Fluide hidraulice — Demulare
4 — ELASTOMERI „SILASTENE"
Mulare — Extruziune — Ungere
Manșonare — Manșonare de cabluri
5 — ELASTOMERI LA RECE
Confecționare de forme — Manșonare
Ungere — Lipire — Etanșeitate
6 — ANTISPUMANTE
7 — AEROSOLI
Demulare — Antispumante — Hidrofugare
8 — RĂȘINI ȘI LACURI
Culori — Lianți și aditivi — Hidrofugare
Izolări electrice
9 — ADEZIVI

BON DE TĂIAT

Numele .....
Întreprinderea .....
Adresa .....
.....
.....

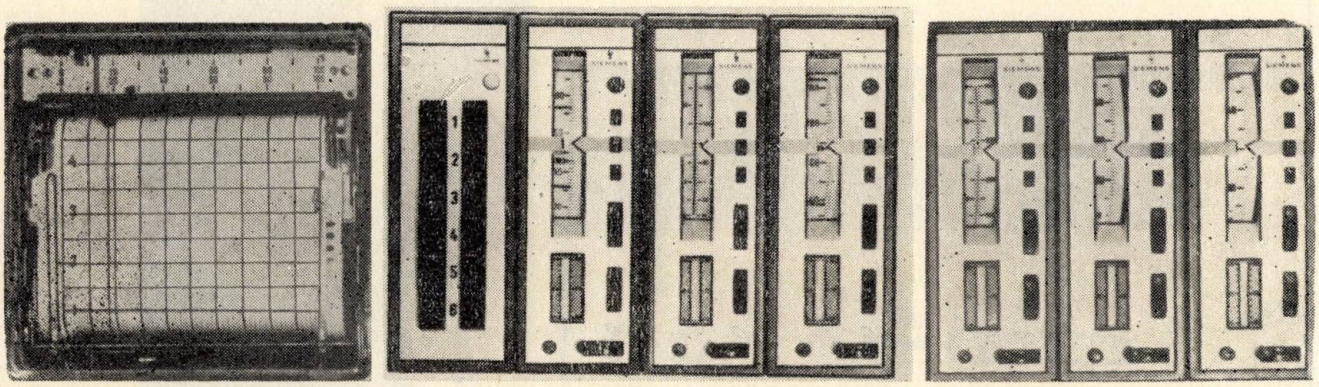
Pentru toate informațiile tehnice sau vizita tehnicianului nostru, vă rugăm să ne înapoiați acest cupon cu adresa dv. exactă.

SIEMENS

Regulatoare compacte pentru instalaţii mari industriale

Panourile de comandă pentru instalaţii mari tehnologice necesită regulatoare compacte.
Regulatorul nostru TELEPERM KE în noua realizare îndeplineşte această condiţie: dimensiuni frontale 48 mm × 144 mm, adîncime numai 340 mm.
Un alt avantaj: scalele şi elementele de reglare pentru funcţionarea normală se află pe placă frontală.
Regulatorul TELEPERM KE este electronic. El poate fi folosit pentru reglare de procese rapide şi lente. Semnalul de ieşire este un curent continuu de 0 pînă la 20 mA. Elemente de comparaţie şi de reglaj interschimbabile stau la dispoziţie pentru toate problemele de reglare a tehnologiei de fabricaţie: reglare cu valoare fixă, reglare în cascadă, reglare de raport, reglare cu trei componente.
Poate fi utilizat în instalaţii conduse de calculatoare, fără a necesita elemente suplimentare. Pentru înregistrarea valorilor mărimii reglate, regulatorul este prevăzut cu un selector pentru înregistrare. El conectează cîte două din şase regulatoare de orice sortiment pe un înregistrator dublu de compensaţie KOMPENSOGRAPH II L 144×144 mm (figura).
Acesta este un exemplu din programul nostru de aparate de automatizare pentru domeniul tehnologiei de fabricaţie.
Vă putem arăta şi multe alte asemenea realizări. Indicaţi-ne problemele de automatizare pe care le aveţi. Vă vom sfătui cu plăcere şi vă vom arăta rezolvări ale acestor probleme cu aparatele noastre.

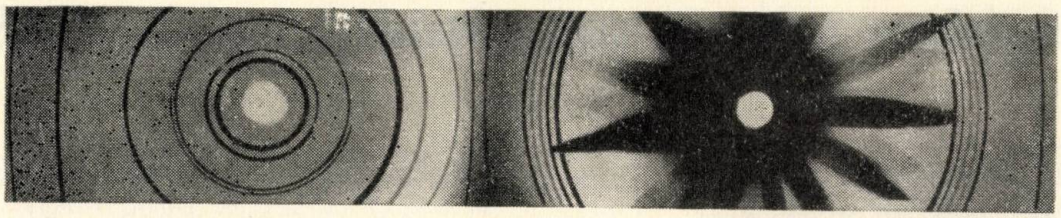
Adresaţi-vă la:
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK
75 Karlsruhe, Republica Federală a Germaniei.



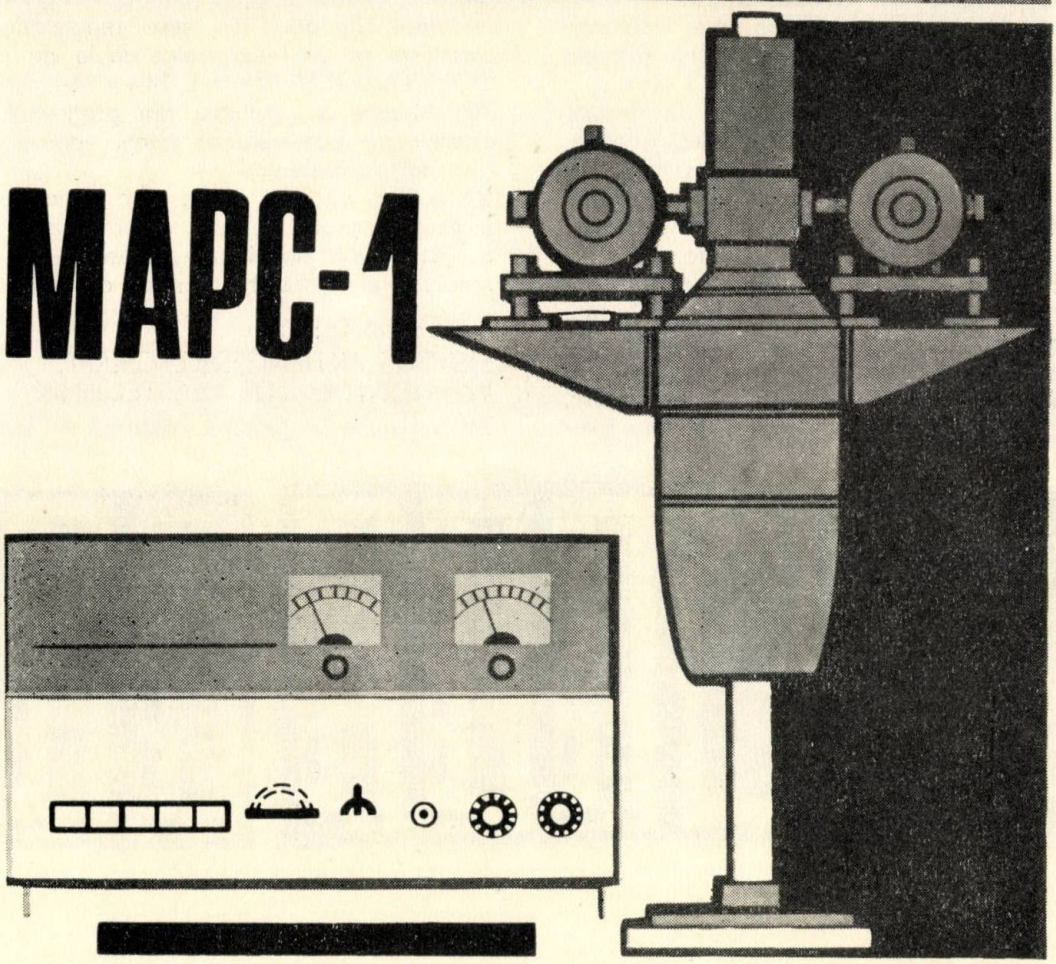
SIEMENS lucrează în toate domeniile importante ale electrotehnicii; construieşte instrumente şi instalaţii pentru sesizarea şi prelucrarea, transmiterea şi recepţia informaţiilor şi datelor; pentru măsurare şi reglare; pentru observare şi analizare — produce instalaţii de alimentare cu energie; echipează industria şi economia; are soluţii sigure şi rapide pentru căile ferate şi transporturile rutiere, maritime şi aeriene.
La SIEMENS lucrează în prezent 15 000 de cercetători, ingineri şi tehnicieni, pentru rezolvarea problemelor de cercetare şi dezvoltare. Datorită metodelor de fabricare şi verificare îngrijite şi ţinînd seamă continuu de experienţă, produsele SIEMENS au o înaltă maturitate tehnică şi o siguranţă deosebită. Întotdeauna şi pretutindeni unde este vorba de electrotehnică, SIEMENS poate oferi o rezolvare optimă. Pentru fiecare proiect, specialiştii întreprinderilor SIEMENS vă pot ajuta la faţa locului; proiectează instalaţiile de care aveţi nevoie şi le îngrijesc cu siguranţă.
SIEMENS are reprezentanţi în mai mult decît 100 de state.
Luaţi legătura cu SIEMENS.
Alimentări cu energie — tehnică nucleară — instalaţii şi aparate electrice — telecomunicaţii — tehnica prelucrării datelor — măsură — automatizare — sisteme modulare electronice — electromedicină.

SIEMENS vă este partener

Techsnabexport



MAPC-1



Aparat Roentgen MARS-1 pentru analiza structurii prin metoda fotografică

- lucrează cu tub Roentgen cu microfocar;
- nu necesită răcire cu apă;
- tensiunea anodică a tubului variază între 4 şi 45 kV la o intensitate de 450 μA;
- gabarite şi greutate reduse.

Cererile se trimit la adresa:

V/K TECHSNABEXPORT Moscova G-200, U.R.S.S.

Telefon: 44-32-85 • Telex: 974

Techsnabexport

MOSCOW - USSR

Difractometru Roentgen DRON-1

— Instalaţie universală pentru :
- analiza generală Roentgen a structurii
- studiul monocristalelor şi al texturii
- determinarea unghiurilor de secţionare a lamelelor monocristaline.

— Instalaţia poate funcţiona în camere cu înaltă şi joasă temperatură.

— Instalaţia asigură o precizie ridicată de măsurare a unghiurilor de difracţie.

Cererile se trimit la adresa:

V/K TECHSNABEXPORT
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon : 44-32-85 Telex : 974

RFT

Un reprezentant al tehnicii înaintate

A LUCRA RAȚIONAL

înseamnă a lucra pe baze științifice fără a te bizui pe speculații. Aparatele noastre de măsurat intensitatea cîmpului magnetic și a cîmpului perturbator vă oferă toate posibilitățile pentru o cercetare științifică la proiectarea de posturi de emisie și recepție în telegrafie, telefonie, telex și radiofonie, precum și radiogoniometrie în navigația maritimă și aeriană, în geofizică, meteorologie și aerologie.

APARAT DE MĂSURAT INTENSITATEA CÎMPULUI MAGNETIC FSM 4—2.1

este alcătuit din : microvoltmetru selectiv SMV 1—2
antenă directivă de bandă lată BRA 1—2

- gama de frecvență 300—900 MHz
- domeniul de măsurare a tensiunii 1 μV—1 V
- lățimea benzii de recepție la o scădere de 6 dB 120 kHz ± 20 kHz
- nesiguranța f ⩽ 0,5%
- nesiguranța indicației ⩽ 1 dB
- atenuarea undei imagini > 50 dB
- impedanța caracteristică 60 Ω
- antena : dipol de bandă lată cu reflector de colț

APARAT DE MĂSURAT CÎMPUL PERTURBATOR FSM 4—2.2

este alcătuit din microvoltmetru selectiv SMV 1—2
dipol de bandă lată BD 1

- date ca la FSM 4—2.1
- antena : dipol de bandă lată cu telecomandă automată

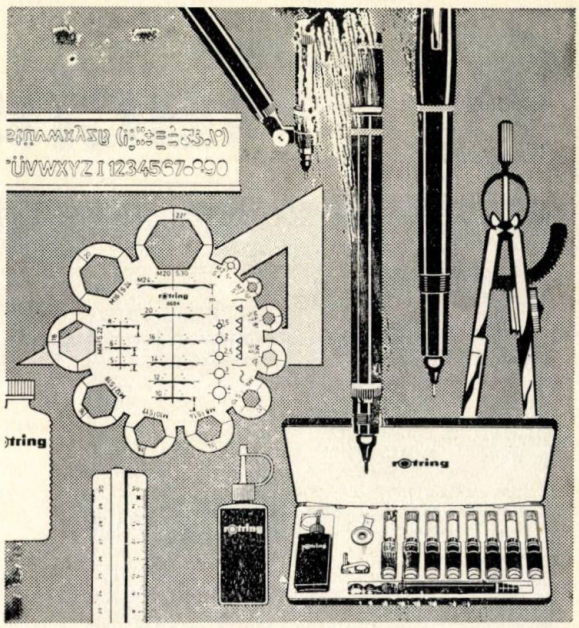
VEM MESSELEKTRONIK BERLIN

Îi rugăm pe cei interesați să se adreseze la :

Biroul tehnico — comercial
DIA Elektrotechnik
la Reprezentanța comercială
a Ambasadei R. D. G. din R. S. R.
Calea Dorobanților 14
București, R. S. România

Exportator: Deutscher Innen- und Aussenhandel
Berlin
Republica Democrată Germană

Elektrotechnik



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuș Rapidograph, primul stilou cu tuș din lume, cu sistem tubular și mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm.
Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raționalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.
Pentru scrierea curată și exactă, rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecționat stiloul cu tuș Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 7 grosimi de linii de la 0,2 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tușuri dizolvante de folii și solubile în apă.
Cu rotring se poate desena mai ușor — mai repede — mai rațional!

- Asigură o durată lungă de funcționare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Ușurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuș de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăța ușor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuș, tuș de desen, șablon de scris și desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54
POSTFACH 13 529
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereți prospecte !

Regulator cu flotor dublu pentru încălzire cu țiței brut JIKOV

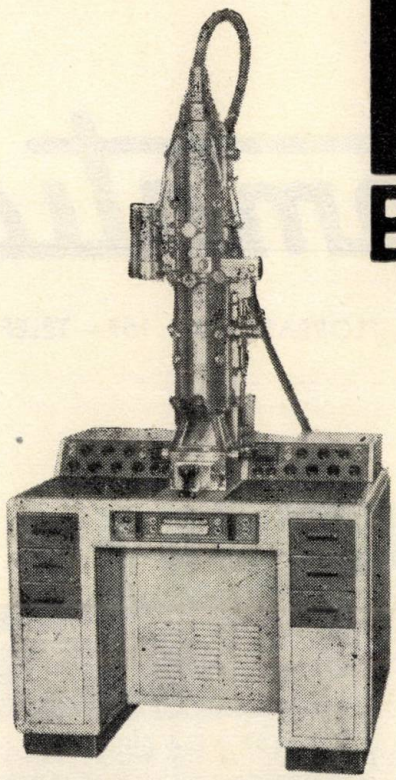
- O instalație care îndeplinește într-un domeniu larg funcția de reglare pentru livrarea de combustibil și pentru diferite tipuri de consumatori de căldură, având ca sursă de energie termică petrol (țiței brut).
- Corespunzător pentru sobe mici la încălzire casnică, cum și pentru încălziri pe etaje sau centrale de mari dimensiuni.
- Posibilitatea de reglare a debitului de combustibil cu ajutorul regulatorului în domeniul 3 pînă la 70 cm^3/min.

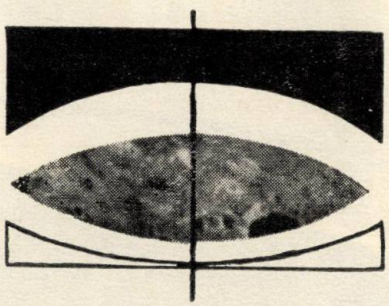
- Ampla experiență în producție acumulată în marca de fabricație Jikov oferă o garanție deplină pentru siguranță și calitate.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

TESLA

BS 513





MICROSCOP ELECTRONIC TESLA BS 513

Noul microscop electronic TESLA se caracterizează printr-o înaltă capacitate de soluționare și o mare putere de mărire, utilizate în cele mai complexe cercetări din toate ramurile științei.

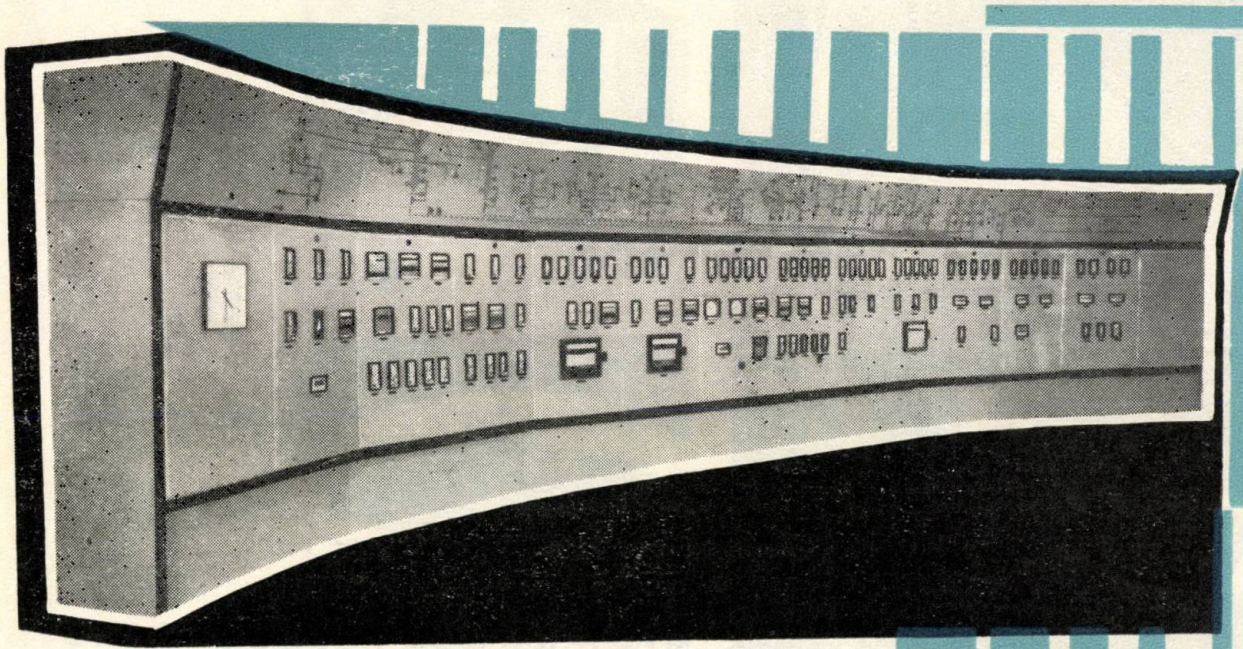
Precizia garantată a capacității de soluționare pentru două negative este de 4,5 Å, puterea de mărire fiind de 300 × și de 2 500 – 250 000 ×. Tensiunea de accelerare poate fi de 50, 80 și 100 kV; stabilitatea este de 5.10^{-6}/min.

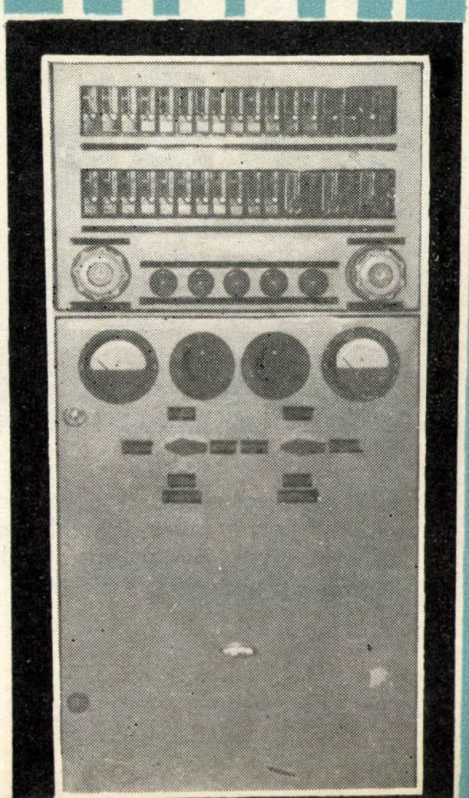
La comandă specială, împreună cu microscopul se livrează accesorii speciale: braț pentru prevenirea contaminării BP 4130, braț de interferență BP 4132, goniometru de precizie BP 4134 și braț pentru uscarea materialelor foto BP 4133.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Automatica

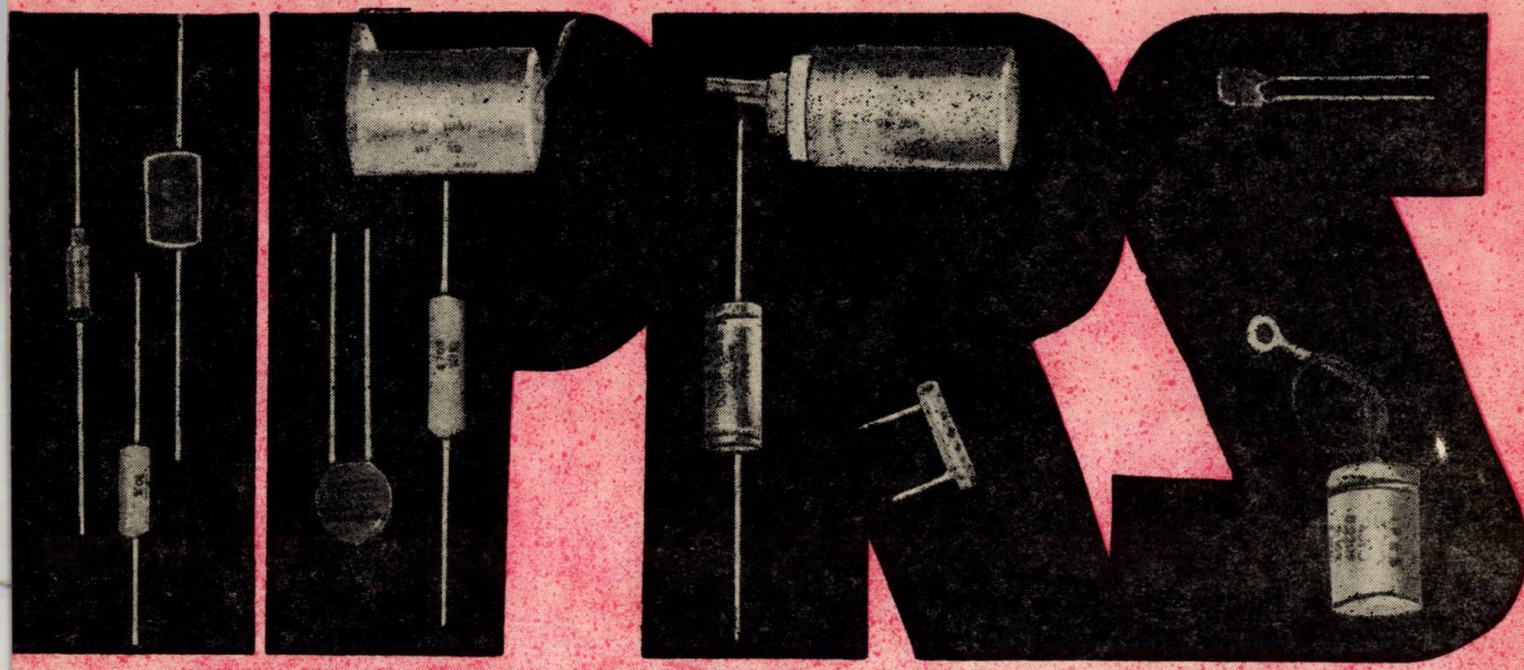
BUCUREȘTI — CALEA FLOREASCA Nr. 159 — TELEFON 12.77.10





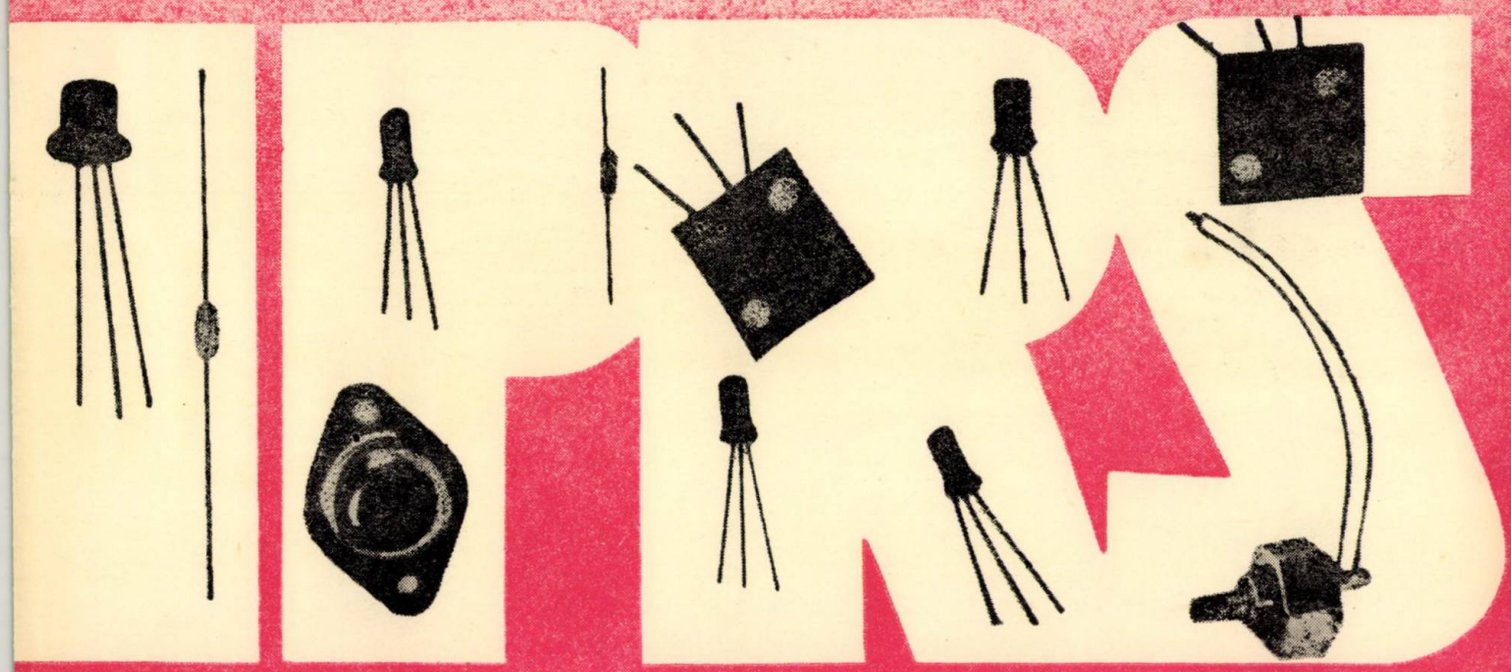
execută.

- panouri pentru automatizarea mașinilor—unelte
- panouri pentru automatizarea centralelor și stațiilor electrice
- panouri și pupitre pentru automatizarea complexă în industria siderurgică, chimică, alimentară etc.
- panouri debroșabile pentru instalații energetice
- instalații de automatizare complexe pe bază de echipament UNILOG și UNIDIN



Piese radio

- Rezistențe fixe cu peliculă de carbon
- Condensatoare styroflex
- Condensatoare electrolitice normale
- Condensatoare electrolitice miniatură
- Condensatoare ceramice
- Condensatoare cu hîrtie
- Cablaje imprimate



Dispozitive semiconductoare

- Tranzistoare cu germaniu, de joasă frecvență
  - — de mică putere
  - — de medie putere
  - — de putere
- Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvență
  - — de mică putere
  - — Drift
- Diode cu germaniu cu contact punctiform
- Redresoare cu germaniu de medie putere
- Fotodiode cu germaniu
- Diode redresoare cu siliciu
  - — de mică putere
  - — de putere
- Diode Zenner

Pentru informații suplimentare consultați catalogul I.P.R.S.—Băneasa

INTREPRINDERE DE PIESE DE RADIO ȘI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

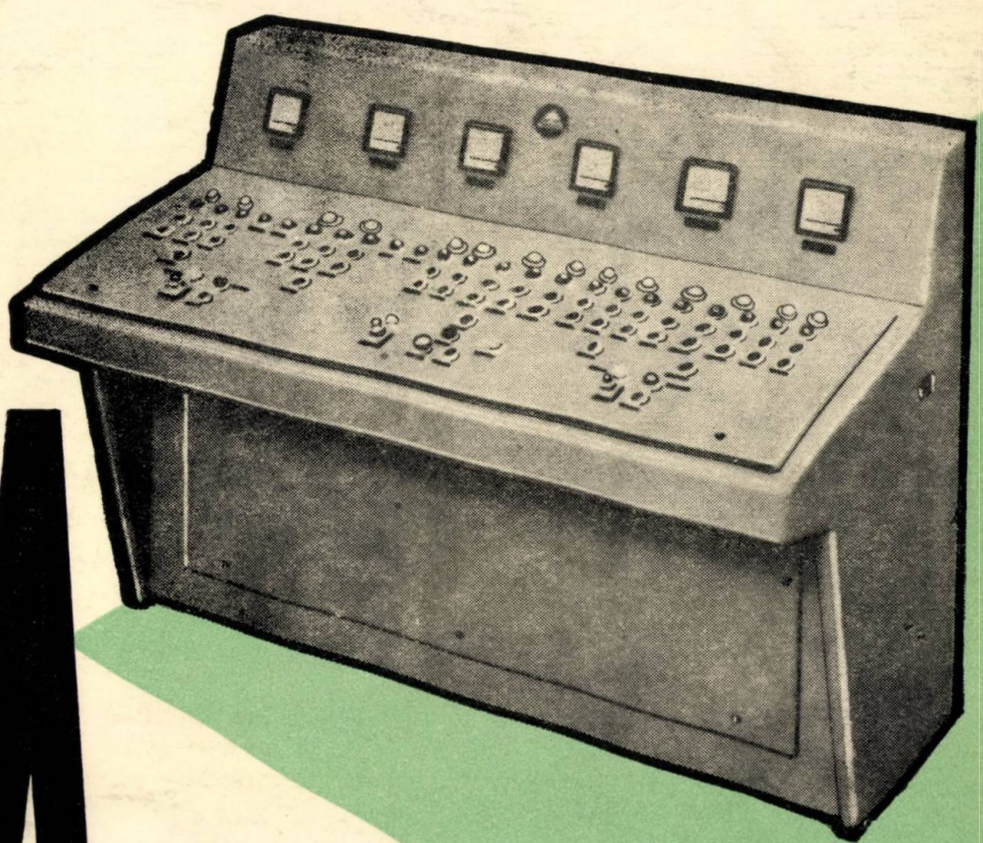
Băneasa ★ Strada Erou Iancu Nicolae nr. 32 ★ Sectorul 2 ★ Telefon : 33.38.30

ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.

1968 AUG 1 6



IMIA

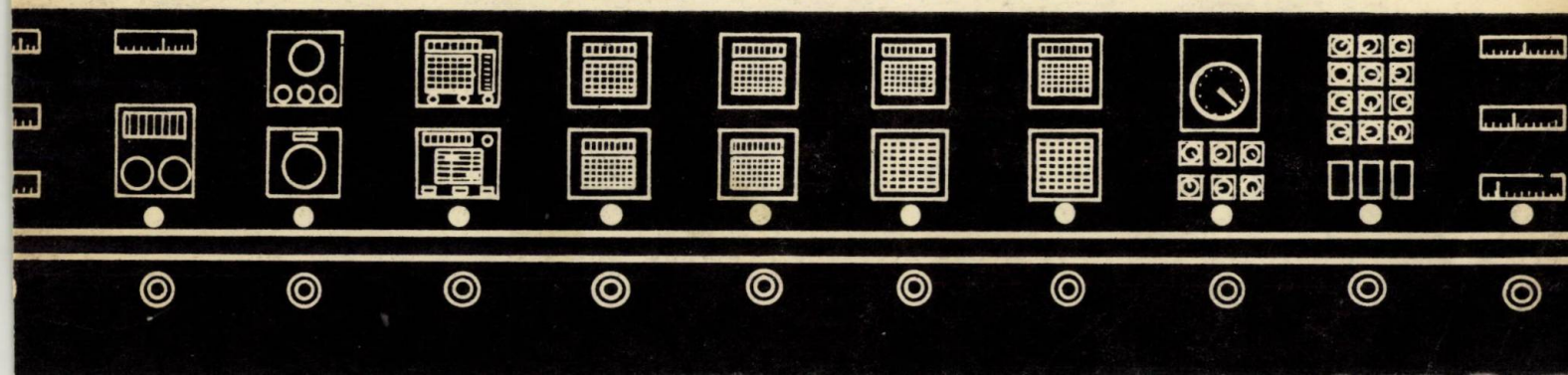
BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532

E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

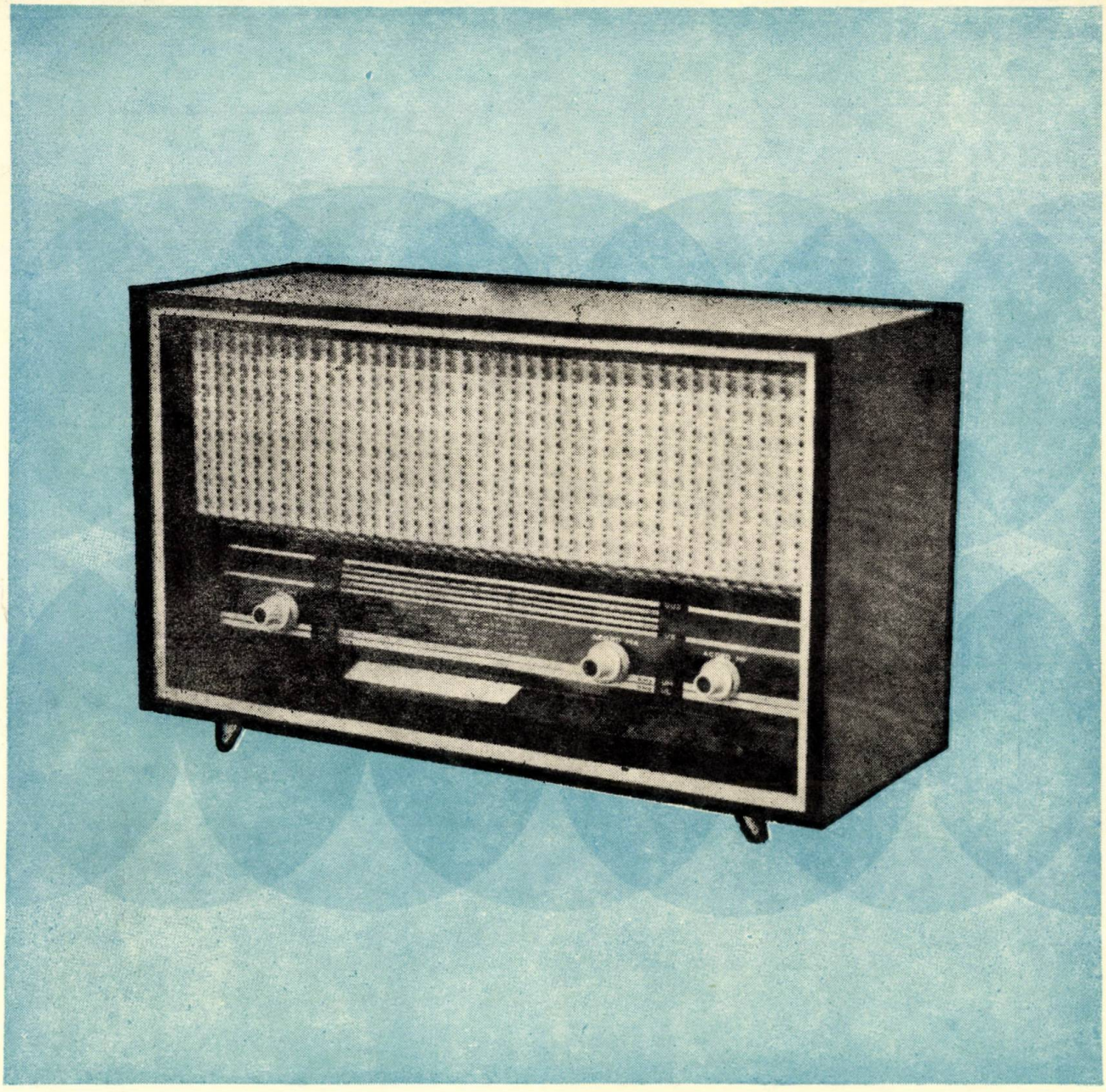
5

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 12 • Nr. 5 • SEPT. — OCTOMBR. • 1968



UZINELE

Electronica



O ORCHESTRĂ IN LOCUINȚA DVS. PRIN RADIORECEPTORUL STAȚIONAR „I S T R I A"

Un aparat reprezentativ care îmbină armonios linia tradițională cu detaliile moderne.

Prin 4 tuburi electronice și un redresor cu seleniu, recepționarea gamelor de unde lungi, medii, scurte și ultrascurte se face în condiții perfecte.

Muzicalitatea receptorului satisface pe cel mai pretențios meloman.

Recepția pe unde ultrascurte este asigurată și cu ajutorul unei antene dipol amplasată în interiorul aparatului.

Dimensiunile de 514 x 200 x 300 mm permit amplasarea aparatului în orice interior.

E 2551

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1953

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 5 (septembrie—octombrie), p. 197—244

CUPRINS

CZ 681.322 : 62.003/4

Papadache, I. :

Asupra realizării unui sistem cuprinzînd un calculator de proces.

Se expun modalităţile contractării, punerii în funcţiune şi întreţinerii unui sistem cuprinzînd un calculator de proces.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 197—200

CZ 681.333 : 625.282—843.6.003

Popa, Al. :

Calculul consumului de combustibil al locomotivelor diesel cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice.

Se studiază calculul consumului de combustibil al locomotivelor diesel plecînd de la expresia consumului elementar de combustibil şi de la expresia lucrului mecanic al forţelor care acţionează asupra trenului.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 200—204

CZ 621.374—22 : 519.27

Ionescu, G. şi *Tertişco, M.* :

Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii.

Se descriu proiectarea şi realizarea a două tipuri de generatoare de semnale folosite în tehnica de identificare a proceselor.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 205—210

CZ 681.327.3 : 532.5

Florea, S. şi *Stănescu, A.* :

Principii constructive şi funcţionale ale elementelor fluidice cu acţiune continuă (I).

Se prezintă principiile constructive şi funcţionale ale elementelor fluidice cu acţiune continuă, active şi pasive, utilizate în construcţia dispozitivelor de automatizare şi a blocurilor de calcul.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 211—217

CZ 621.398 : 621.311.21—53

Vaisman, J. :

Echipament de telereglare şi telemăsură ciclică pentru telemecanizarea centralelor hidroelectrice automatizate complex.

Se prezintă premisele tehnologice care au stat la baza structurii generale a echipamentului telemecanic TELEMARC pentru centralele hidroelectrice automatizate.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 217—224

CZ 681.325.53.042 : 621.398

Sasu, I. :

Convertor binar-zecimal cu mai multe scări pentru afişajul numeric al informaţiilor de telemăsură

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 224—227

CZ 621.382.2.047.001.2

Silard, A. :

Analiza unor aspecte ale comutaţiei tiristoarelor GTO.

Automatica şi Electronica, 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 228—232

CZ 621.375.4.001.25

Miron, C. şi *Ioanoviciu Marina* :

Metodă grafo-analitică de calcul al caracteristicii statice a unui amplificator cascodă.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 233—236

CZ 621.375.4 : 612.014.42

Strungaru Rodica :

Amplificarea semnalelor biologice cu ajutorul dispozitivelor semiconductoare (I).

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept-oct 1968, p. 236—240

ACTUALITĂŢI 241—244

CRONICĂ 244

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România – redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA – redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacția și administrația: București, str. Ion Ghica, nr. 3, sectorul IV, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare și publicații tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România, sectorul I, București. Tarif pentru întreprinderi: 100 lei anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: 30 lei anual. Costul unui exemplar: 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", str. Brezoianu, nr. 23–25, București, c. 5670.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

40 549

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.322 : 62.003/4

Пападаке, И. :

Об осуществлении системы, включающей счетное устройство процесса.

Излагаются возможности контрактации, пуска в действие и ухода за системой, включающей счетное устройство процесса.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент-окт 1968, стр. 197–200

ДК 681.333 : 625.282 – 843.6.003

Попа, Ал.:

Расчет расхода топлива для тепловозов при помощи аналогичных электронных счетных машин.

Изучается вычисление расхода топлива для тепловозов, исходя из выражения элементарного расхода топлива и из выражения механической работы сил, действующих на поезд.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт стр. 200–204

ДК 621.374 – 22 : 519.27

Ионеску, Г. и *Тертишко, М.:*

Генераторы сигналов — случайных и псевдо случайных.

Описывается проектирование и осуществление двух типов генераторов сигналов, применяемых в технике идентирикации процессов.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 205–210

ДК 681,327.3 : 532.5

Флоря, С. и *Стэнеску, А.:*

Конструктивные и функциональные принципы текущих элементов постоянного действия (I),

Приводятся конструктивные и функциональные принципы текучих элементов постонного действия, активных и пассивных, применяемых в конструкции автоматизационных установок и сченых блоков.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 211–217

ДК 621.398 : 621.311.21 – 53

Вайсман, Л.:

Аппаратура телерегулировки и циклического телеизмерения для телемеханизации гидроэлектрических станций с комплексной автоматизацией.

Излагаются технологические предпосылки, положенные в основу общей структуры телемеханической аппаратуры для автоматитированных гидроэлектрических станций.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 217–224

ДК 681.325.53.042 : 621.398

Сасу, И.:

Бинарный-десятичный преобразователь с несколькими ступенями для числового представления информаций телеизмерения.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 224–227

ДК 621.382.2.047.001.2

Силард, А.:

Анализ некоторых аспектов коммутации тиристоров ГТО.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 228–232

ДК 621.375.4.001.25

Мирон, К. и *Иоановичиу Марина:*

Графо-аналитический метод расчета статических характеристик каскодного усилителя.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 233–236

ДК 621.375.4 : 612.014.42

Стрyнгару Родика:

Усиление биологических сигналов при помощи полу проводниковых устройств (I).

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, сент – окт 1968, стр. 236–240

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 241–244

ХРОНИКА 244

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.322 : 62.003/4

Papadache, I. :

Ueber die Verwirklichung eines Systems, das einen Prozessrechner enthält.

Ausgelegt werden die Möglichkeiten der Kontraktierung, der Inbetriebsetzung und der Unterhaltung eines Systems, welches, einen Prozessrechner enthält.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 197–200

DK 681.333 : 625.282–843.6.003

Popa, Al. :

Die Berechnung des Brennstoffverbrauchs bei Diesellokomotiven mit Hilfe der elektronischen Analogrechner.

Untersucht wird die Ausrechnung des Brennstoffverbrauchs von Diesellokomotiven, ausgehend vom Ausdruck des elementaren Brennstoffverbrauchs und von demjenigen der mechanischen Arbeit geleistet von den Kräften die auf den Zug wirken.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 200–204

DK 621.374–22 : 519.27

Ionescu, G. und *Tertişco, M.* :

Generatoren für aleatorische und pseudoaleatorische Signal e

Beschrieben werden der Entwurf und die Ausführung zweierlei Typen von Signalgeneratoren die in der Technik der Indentifizierung von Prozessen verwendet werden.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 205–210

DK 681.327.3 :532.5

Florea, S. und *Stănescu, A.* :

Konstruktive und funktionale Prinzipien der flüssigen Elemente mit Dauerwirkung (I).

Dargestellt werden die aktiven und passiven, konstruktiven und funktionalen, Prinzipien der flüssigen Elemente mit Dauerwirkung, welche bei der Konstruktion der Automatisierungsvorrichtungen und Rechnerblocks verwendet werden.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 211–217

DK 621.398 : 621.311.21–53

Vaisman, L. :

Ausrüstung zur zyklischen Fernregelung und Fernmessung für die Fernsteuerung von komplexautomtisierten Wasserkraftzentralen.

Behandelt werden die technologischen Grundbedingungen welche die Grundlage der allgemeinen Struktur bei der Ausrüstung des telemechanischen TELEMARC für die automatisierten elektrischen Wasserkraftzentralen bildeten.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 217–224

DK 681.325.53.042 : 621.398

Sasu, I. :

Binar-dezimaler, mehrstufiger Umformer zum zahlenmässigen Anzeigen der Fernmessungswerte.

Automatica şi Electronica, 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 224–227

DK 621.382.2.047.001.2

Silard, A. :

Untersuchung gewisser Aspekte der GTO Tyristoren.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 228–232

DK 621.375.4.001.25

Miron, C. und *Ioanoviciu Marina.* :

Graphisch-analytische Berechnungsmethode der statischen Kennlinie eines Kaskodenverstärkers.

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 233–236

DK 621.375.4 : 612.014.42

Strungaru Rodica :

Die Verstärkung der biologischen Signale mit Hilfe der Halbleitervorrichtungen (I).

Automatica şi Electronica 12, H. 5, Sept – Okt 1968, S. 236–240

AKTUELLES 241–244

CHRONIK 244

CONTENTS

DC 681.322 : 62.003/4

Papadache, I. :

The achievement of a system containing a process computer.

The way of setting in motion and maintaining a system containing a process computer is pointet out.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 197–200

DC 681.333 :625.282–843.6.003

Popa, Al. :

The calculus of the fuel consumption of Diesel locomotives by means of analogical electronic computers.

The calculus of the fuel consumption of Diesel locomotives has been made starting from the expression of the elementary consumption and from the expression of the expression of the mechanical work of the forces acting on the train.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 200–204

DC 621.374–22 : 519.27

Ionescu, G. and *Tertişco, M.* :

Aleatory and pseudoaleatory signal generators.

The designin gan building of two types of signal generators used in process identification technics are described.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 205–210

DC 681.327.3 : 532.5

Florea, S. and *Stănescu, A.* :

Constructive and functional principles of the fluidic elements with continuous action (I).

The authors present the constructive and functional principles of the continuous-action fluidic elements, active and passive, used in the contruction of automation devices and calculus blooks.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 211–217

DC 621.398 :621.311.21–53

Vaisman, L. :

Cyclic telecontrol and telemeasuring equipment for the telemechanization of complexly automatised hydroelectric power stations.

The tehnological premises on which the general structure of the telemechanical TELEMARC equipment for automatised hydroelectric power stations is based are presented.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 217–224

DC 681.325.53.042 : 621.398

Sasu, I. :

Binary-decimal converter with several scales for the numerical exhibition of telemesuring informations.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 224–227

DC 621.382.2.047.001.2

Silard, A. :

The analysis of some aspects of GTO tiristor commutation.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 228–232

DC 621.375.4.001.25

Miron, C. and *Ioanoviciu Marina* :

A grapho-analytical method for calculating the static characteristic of a cascode amplifier.

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 233–236

DC 621.375.4 :612.014.42

Strungaru Rodica :

The amplifying of biological signals by means of semi-conductor devices (I).

Automatica şi Electronica 12, nr. 5, sept – oct 1968, p. 236–240

NEWS 241–244

CHRONICLE 244

SOMMAIRE

CD 681.322 : 62.003/4

Papadache, I. :

La réalisation d'un système comprenant un ordinateur de processus.

On expose le mode d'acquisition, la mise en fonction et l'entretien d'un système comprenant un ordinateur de processus.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 197–200

CD 681.333 : 625.282–843.6.003

Popa, Al. :

Le calcul de la consommation de combustible des locomotives Diesel, à l'aide d'ordinateurs électroniques analogiques.

On étudie le calcul de la consommation de combustible des locomotives Diesel, en prenant comme point de départ l'expression de la consommation élémentaire de combustibile et l'expression du travail mécanique des forces qui agissent sur le train.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 200–204

CD 621.374–22 : 519.27

Ionescu, G. et *Tertişco*, M. :

Générateurs de signaux aléatoires et pseudo-aléatoires.

On décrit l'élaboration des projets et la réalisation de deux types de générateurs de signaux, utilisés dans la technique de l'identification des processus.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 205–210

CD 681.327.3 : 532.5

Florea, S. et *Stănescu*, A. :

Principes constructifs et fonctionnels des éléments fluides à action continue (I).

On présente les principes constructifs et fonctionnels des éléments fluides à action continue, actifs et passifs, utilisés dans la construction des dispositifs d'automation et des blocs de calcul.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 211–217

CD 621.398 : 621.311.21–53

Vaisman, L. :

Equipement de téléréglage et de télémesure cyclique pour la télémécanisation des centrales hidro-électriques à automation complexe.

On présente les prémisses tehnologiques qui ont servi de base à la structure générale de l'équipement télémécanique TÉLÉMARC destiné aux centrales hydro-électriques automatisées.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 217–224

CD 681.325.53.042 : 621.398

Sasu, I :

Convertiseur binaire-décimal à plusieurs échelles pour l'affichage numérique des informations de télémesure.

Automatica şi Electronica 12, no, 5, sept-oct 1968, p. 224–227

CD 621.375.4.024.001.2

Silard, A. :

L'analyse de quelques aspects de la commutation des thyristors GTO.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 228–232

CD 621.382.2.047.001.2

Miron, C. et *Ioanoviciu Marina* :

Méthode grapho-analytique de calcul pour les caractéristiques statiques d'un amplificateur type cascode.

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 233–236

CD 621.375.4.001.25

Strungaru Rodica :

L'amplification des signaux biologiques à l'aide des dispositifs semi-conducteurs (I).

Automatica şi Electronica 12, no. 5, sept-oct 1968, p. 236–240

ACTUALITÉS 241–244

CHRONIQUE 244

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XII (pag. 197–244) nr. 5, septembrie — octombrie Bucureşti, 1968

Ing. I. PAPADACHE

Asupra realizării unui sistem cuprinzînd un calculator de proces

Desigur nu se pot stabili reguli pentru achiziţionarea, punerea în funcţiune şi întreţinerea unui sistem cuprinzînd un calculator de proces, aceasta din cauza marii varietăţi a proceselor la care se poate aplica actualmente o asemenea conducere. Totuşi informaţiile asupra rezultatelor obţinute, asupra inconvenientelor care au apărut în unele cazuri şi a originii lor, a modificărilor aduse ulterior şi care au permis obţinerea de rezultate mai bune, sînt mult mai ample în ultimul timp. Ele provin atît de la firmele care furnizează echipamentele componente ale unei asemenea instalaţii şi au răspunderea punerii lor în funcţiune, cît şi de la utilizatorii calculatoarelor de proces.

Aceste informaţii permit tragerea unor anumite concluzii de care va trebui desigur să se ţină seamă în activitatea din acest domeniu în ţara noastră. Acesta este scopul studiului care urmează.

În prima etapă a examinării introducerii unui calculator de proces trebuie să se stabilească specificaţia instalaţiei respective. Aceasta se face printr-o colaborare strînsă între utilizatorul calculatorului şi organizaţia de proiectare specializată. Utilizatorul stabileşte desigur în cele mai multe din cazuri şi în cele mai bune condiţii ceea ce urmează să se realizeze cu un calculator de proces, pentru că cunoaşte procesul din punct de vedere tehnic şi economic mai bine decît oricine altul. Pe tot parcursul proiectării trebuie să se întrebuinţeze această competenţă pentru a se mări posibilitatea de întocmire a unui proiect satisfăcător. În cele din urmă acest proiect cuprinde o specificaţie pentru echipamentul necesar cu care se realizează conducerea unui proces (fig. 1), [1], la care s-a ţinut seamă şi de informaţiile primite de la furnizorii prezumtivi ai instalaţiei.

Specificaţia cuprinde date amănunţite referitoare la „hardware" şi „software" instalaţiei respective. Pentru acei încă nefamiliarizaţi cu această terminologie — întrebuinţată curent în ultimul timp — vom preciza că „hardware" se referă la compunerea fizică a instalaţiei, iar „software" la posibilităţile de calcul ale echipamentului respectiv.

Cea mai importantă parte din „hardware" o constituie unitatea centrală şi, din această cauză, pentru această parte trebuie stabilite în specificaţie garanţii satisfăcătoare în ce priveşte siguranţa în funcţionare. Aceasta înseamnă că trebuie precizate penalităţile care vor fi aplicate furnizorului dacă această siguranţă în funcţionare nu va fi obţinută.

Experienţa a arătat că defectele cele mai numeroase apar în componentele mecanice ale unui asemenea sistem şi, din această cauză, ele nu trebuie supraîncărcate, mai ales în echipamentul de intrare şi ieşire. Din acest punct

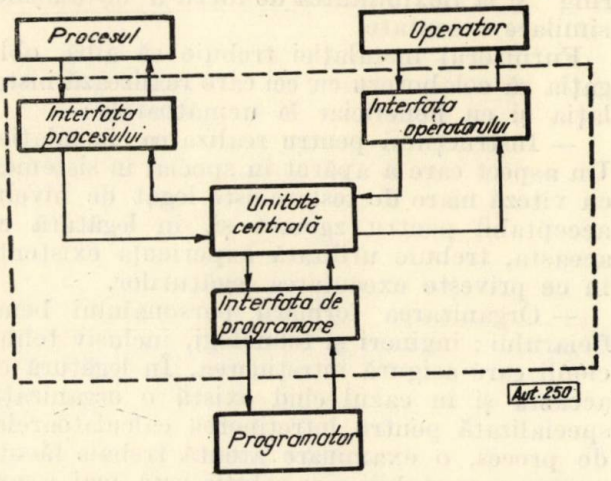


Fig. 1. Elementele componente ale unei instalaţii cuprinzînd un calculator de proces.

de vedere specificaţia pentru „hardware" trebuie să cuprindă următoarele cerinţe:

— să poată fi scoase din sistem pentru înlocuiri şi reparaţii fără a fi necesară întreruperea funcţionării ansamblului;

— să existe piese de schimb suficiente ;

— piesele de schimb să poată fi introduse fără a fi necesară recablarea vreunui element component.

În ce priveşte „software", defectele apar din imposibilitatea de a păstra o programare simplă, combinată cu faptul că calculatorul este lent sau are o memorie redusă. Din această cauză, specificaţia trebuie să prevadă, pînă la limita posibilă economic, un calculator rapid şi cu cea mai mare memorie internă.

La întocmirea specificaţiei trebuie să se aibă în vedere şi un alt aspect, cu implicaţii mai dificil de conturat precis, şi care este legat de furnizorul care trebuie preferat. Instalaţia tehnologică este destinată a funcţiona de obicei 20 sau mai mulţi ani. Calculatoarele au o viaţă economică mult mai scurtă, probabil apropiată de cinci ani. Este de aşteptat, în felul în care se dezvoltă realizările în acest domeniu, să apară într-un asemenea interval de timp un calculator de două ori mai rapid cu o capacitate de două ori mai mare şi cu cost redus la jumătate. Din acest punct de vedere este indicată colaborarea cu marile organizaţii de fabricaţie de calculatoare care se vor găsi în primele rînduri ale progresului respectiv, avînd deci implicit posibilitatea modernizării instalaţiei iniţiale cu un cost care ar putea fi mai redus decît o înlocuire totală.

În sfîrşit, din punctul de vedere al specificaţiilor, este necesar să se prevadă o examinare a instalaţiilor analoge de îndată ce alegerea se restrînge la 2—3 furnizori posibili. Practica a arătat eficienţa unei asemenea examinări care se referă la viteza de lucru, la „timesharing" şi la flexibilitatea de lucru a instalaţiilor similare executate.

Furnizorul instalaţiei trebuie să aibă obligaţia să colaboreze cu cei care realizează instalaţia şi cu beneficiar la următoarele :

— Instrucţiuni pentru realizarea instalaţiei. Un aspect care a apărut în special în sistemele cu viteză mare de testare este legat de nivelul acceptabil pentru zgomot şi, în legătură cu aceasta, trebuie utilizată experienţa existentă în ce priveşte executarea legăturilor.

— Organizarea formării personalului beneficiarului : ingineri şi tehnologi, inclusiv tehnicienii care asigură întreţinerea. În legătură cu aceasta şi în cazul cînd există o organizaţie specializată pentru întreţinerea calculatoarelor de proces, o examinare atentă trebuie făcută pentru a se stabili care soluţie este mai avantajoasă, şi anume fie asigurarea întreţinerii prin forţe proprii, fie prin recurgerea la serviciile organizaţiei de specialitate.

Executarea unei asemenea instalaţii ridică numeroase probleme [1], din care menţionăm :

Costul instalaţiei şi apoi acel al întreţinerii depind în mare măsură de concepţia care este la baza proiectului de execuţie. De obicei aparatura de măsură se montează individual pentru a se utiliza legături scurte între elementele de sesizare şi transmiţător. Această soluţie poate însă conduce la montarea dispozitivelor de transmitere a informaţiei în locuri dificil accesibile. O soluţie care conduce la un echilibru între cerinţele unei investiţii iniţiale reduse şi ale unei întreţineri uşoare constă în întrebuinţarea unor cofrete cu mai multe aparate de măsură şi care sînt realizate în fabrici. O asemenea soluţie este posibilă pentru plasarea aparatelor la o distanţă de maximum 10 m de locul unde sînt conectate cu procesul.

În urma studierii unei astfel de soluţii pentru o fabrică de hîrtie, s-a constatat că aproximativ 90% din cele 600 de aparate de măsură au putut fi concentrate în 55 de cofrete. Dacă se proiectează corect o instalaţie avînd la bază această concepţie, se reduc costul şi complexitatea realizării instalaţiei şi se va obţine şi o întreţinere mai avantajoasă. Un sistem cuprinzînd un calculator de proces necesită o importantă reţea de legături între echipamentul central şi aparatele montate în proces, al cărei cost reprezintă o parte importantă din costul total. În plus, această reţea poate constitui o sursă de numeroase deranjamente dacă nu este bine executată. După cum s-a arătat, furnizorul echipamentului central trebuie să dea instrucţiuni detaliate în ce priveşte executarea acestor legături. Instrucţiunile trebuie să se refere la caracteristicile conductoarelor, executarea conexiunilor, amplasarea, precum şi protecţia reţelei de legături. Din cauza costului ridicat al reţelei, instrucţiunile trebuie studiate cu mare atenţie. Soluţia cea mai bună, dar şi cea mai costisitoare, constă în executarea intrărilor în instalaţia centrală cu cabluri cu o singură pereche, care fac legătura cu aparatele instalate în proces. Soluţia este însă de cele mai multe ori imposibil de aplicat, conducînd la un cost deosebit de ridicat. O altă soluţie foloseşte cabluri individuale, cu una sau puţine perechi de conductoare pînă la un punct intermediar de repartiţie, de la care se porneşte spre instalaţia centrală cu cabluri multifilare montate în conducte sau în canale de cabluri. Întrebuinţarea conductelor metalice are avantajul unei protecţii mai eficiente contra zgomotelor dar este mai scumpă decît aşezarea cablurilor în canale comune. O simplificare se poate obţine şi prin întrebuinţarea unei metode sigure de executare a legăturilor în cutiile de conexiuni. Corelaţia dintre numerotarea circuitelor şi a aparatelor pe care le deservesc simplifică în mod considerabil operaţiile de identificare în lucrările de întreţinere.

În ce priveşte panourile, o proiectare insuficient studiată poate avea ca rezultat o creştere a costului panourilor, al instalării lor, precum şi al întreţinerii aparaturii care este montată în ele. Experienţa a arătat că cele mai

importante erori în ce priveşte proiectarea panourilor sînt următoarele :

— densitatea prea mare de echipament în interiorul panoului ;

— utilizarea de materiale a căror calitate nu este destul de ridicată ;

— o distribuţie defectuoasă a terminalelor care face dificilă introducerea cablurilor şi întreţinerea.

În ce priveşte în special o prea mare înghesuială în panouri, aceasta poate atrage o creştere a manoperii de execuţie ce poate să depăşească 50% faţă de aceea a unui panou cu o distribuţie mai judicioasă a aparaturii interioare.

Pentru executarea corectă a instalaţiei sînt necesare desene şi scheme complete. La efectuarea verificărilor şi a întreţinerii, cea mai importantă informaţie o dau diagramele care arată funcţiunile circuitelor şi diferitele terminale. Trebuie avut însă în vedere că, oricît de detaliate ar trebui să fie acestea, nu este rezonabil să se meargă la un exces în această privinţă, în special pentru că între timp pot apărea schimbări în detaliile aparaturii folosite. Rezultă de aci necesitatea ca executarea instalaţiei cuprinzînd un calculator să fie supravegheată de specialiştii care să asigure realizarea următoarelor cerinţe :

— primirea, controlul şi depozitarea adecvată a aparaturii pe şantier ;

— planificarea instalării aparaturii în corelaţie cu obligaţiile diferiţilor furnizori ;

— conducerea tehnică a lucrărilor pentru ca aparatura să funcţioneze corect ;

— verificarea funcţionării aparaturii în circuitele exterioare unităţii centrale şi asistenţă la verificarea de ansamblu a instalaţiei.

Din cauza complexităţii instalaţiei este necesar ca în calculul pentru execuţie să se ţină seamă şi de unele cheltuieli indirecte provocate de întîrzieri, defecte în instalaţia tehnologică şi în instalaţia de automatizare convenţională. Aceste cheltuieli indirecte pot fi destul de importante şi nu se poate obţine un cost total minim decît cu ajutorul unui personal calificat pentru fiecare fază a montării.

O importanţă deosebită trebuie acordată verificării echipamentului unităţii centrale. Înainte ca calculatorul să fie expediat, este necesar să se programeze, în prezenţa specialiştilor beneficiarului şi executantului, verificări în fabrica furnizoare, atît în ce priveşte „hardware" cît şi „software". Verificările pentru „software" constituie în acelaşi timp o verificare a siguranţei în funcţionare a echipamentului furnizat. Aceasta va permite, în special în ce priveşte interfaţa unităţii centrale, să se mai facă unele modificări în fabrică, dacă o asemenea necesitate rezultă din verificările făcute. Pentru ca aceste încercări făcute de beneficiar să aibă într-adevăr o valoare, trebuie să dureze 1—4 săptămîni pentru că ele constituie în realitate cea mai importantă verificare în etapele de punere în funcţiune a unui sistem cu calculator de proces.

După executarea instalaţiei încep verificările pe ansamblul sistemului, care includ atît „hardware" şi „software" calculatorului, echipamentul de interfaţă şi verificările finale. Ca un minimum de personal pentru această fază trebuie considerate două echipe de personal de instalaţie care să lucreze pe perioade de minimum 10 ore, fiecare echipă fiind formată din minimum două persoane dintre care una cu o experienţă vastă în acest domeniu. Pentru executarea instalaţiei trebuie să se dispună de piese de schimb în cantitate suficientă, pentru a se evita pierderi de timp atunci cînd se constată defecte în piesele componente minore. Această posibilitate trebuie precis stipulată în contractul cu furnizorul.

În etapa următoare, echipele fac verificările care se referă la „software" şi în această etapă este deosebit de eficientă o colaborare între beneficiar, proiectant, executant şi furnizor prin principalii specialişti care au luat parte la elaborarea acestui sistem.

Încercările finale de recepţie a instalaţiei terminate trebuie făcute după un program bine precizat şi care, pentru a se evita orice neînţelegeri, trebuie specificat în contractul încheiat cu furnizorul. Aceste verificări finale pot dura de la o lună pînă la şase luni. Practica a arătat că o durată de funcţionare de şase săptămîni constituie un interval acceptabil în care să se verifice sistemul, deşi nu se poate obţine siguranţa că s-au depistat toate defectele. În tot acest interval, şi de altfel şi după trecerea la exploatare normală, este necesar să se ţină o evidenţă detaliată a tuturor întreruperilor şi defectelor, specificîndu-se dacă acestea s-au datorit „hardware" sau „software".

Problemele legate de întreţinerea ulterioară a sistemului trebuie precizate încă de la conceperea sistemului. În ce priveşte personalul de întreţinere pentru „hardware", stabilirea lui depinde în mare măsură dacă aceasta se asigură exclusiv prin grija beneficiarului sau se aplică şi un sistem de contract de întreţinere cu furnizorul sau cu o organizaţie care are scopul de a asigura întreţinerea sistemelor cuprinzînd calculatoare. Chiar şi în acest din urmă caz este indicat ca beneficiarul să aibă un tehnician care să asiste la toate operaţiile de întreţinere pentru a deveni cunoscător al acestor lucrări şi, eventual, în perioadele următoare, să se asigure întreţinerea printr-o colaborare între beneficiarul sistemului şi întreprinderea specializată în întreţinere.

Întreţinerea preventivă trebuie programată aproximativ o dată pe lună sau după 600 de ore de funcţionare, în concordanţă cu opririle programate ale procesului tehnologic res-

pectiv. Constatările făcute în timpul acestei întreţineri preventive trebuie înregistrate cu grijă şi analizate pentru a se obţine indicaţii asupra operaţiilor de întreţinere care trebuie făcute la întreruperea următoare programată.

Lucrările de întreţinere curentă trebuie coordonate cu sarcinile de conducere ale procesului şi deci trebuie stabilit momentul cînd există posibilitatea întreruperii funcţionării calculatorului pentru a se face lucrările de întreţinere, cît timp se poate aloca acestei întreţineri, ştiut fiind că uneori sînt necesare multe ore pentru a înlătura deranjamente întîmplătoare.

În ce priveşte personalul de întreţinere, din punct de vedere „software" trebuie stabilit de la început nivelul de formare a personalului principal însărcinat cu aceasta : tehnician sau inginer. În orice caz, sarcinile acestui personal pot cuprinde şi pe acelea de a stabili noi programe, de a face schimbări minore în programele existente, de a instrui personalul de exploatare şi de a asista personalul cu o calificare mai ridicată care studiază introducerea în sistem a unor noi şi importante programe.

BIBLIOGRAFIE

[1] Feldman, H. L. *Minimizing process computer maintenace.* In : Instrumentation technology, ian 1968.

Dr. ing. Al. POPA

Calculul consumului de combustibil al locomotivelor diesel cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice

1. Bazele teoretice ale calculului consumului de combustibil al locomotivelor diesel

Consumul de combustibil al locomotivelor diesel se calculează după ce s-au efectuat calculele de tracţiune în vederea determinării vitezelor de circulaţie şi timpilor de mers. Viteza de circulaţie trebuie calculată deoarece, pentru calculul consumului de combustibil, trebuie să se cunoască regimurile de funcţionare ale motorului diesel pentru întregul parcurs.

Consumul de combustibil al locomotivelor diesel se poate determina prin mai multe metode analitice, grafo-analitice şi grafice.

Metodele grafo-analitice şi grafice permit şi trasarea curbei consumului de combustibil al locomotivei în funcţie de timp sau de spaţiul parcurs. Aceste metode permit determinarea consumului de combustibil într-un timp mai redus decît metodele analitice, dar precizia de calcul este mai mică.

Metodele analitice permit determinarea consumului de combustibil cu o precizie mai mare, dar necesită un volum mai mare de lucru. Pe cale analitică, consumul de combustibil al locomotivei diesel se poate calcula fie direct cu ajutorul parametrilor de funcţionare ai locomotivei, fie indirect prin transformarea în combustibil a lucrului mecanic efectuat de locomotivă pentru deplasarea trenului.

Consumul elementar de combustibil al locomotivei diesel se poate calcula cu relaţia :

$$\mathrm{d}q = q\mathrm{d}t, \tag{1}$$

în care q este consumul de combustibil al locomotivei diesel, în kgf/min.

Consumul de combustibil q se determină cu ajutorul diagramelor consumului de combustibil al locomotivei, în funcţie de viteza de circulaţie şi de poziţia n a controlerului, adică $q = f\ (v,\ n)$.

Cunoscîndu-se regimurile de funcţionare ale motorului diesel şi variaţia vitezei de circulaţie în funcţie de timp, consumul de combustibil al locomotivei se poate determina prin integrarea ecuaţiei (1) în intervalul de timp considerat, adică :

$$C = \int_{t_0}^{t} q\,\mathrm{d}t. \tag{2}$$

Consumul de combustibil al locomotivei diesel pentru un parcurs se mai poate calcula şi cu ajutorul lucrului mecanic al forţelor ce acţionează asupra trenului. Din ecuaţia de mişcare a trenului :

$$\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \varphi(f_0 - r_t \mp i - r_c - f_f) \tag{3}$$

se obţine :

$$f_0 = \frac{1}{\varphi}\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + r_t \pm i + r_c + f_f, \tag{4}$$

în care :

φ este acceleraţia specifică, $\frac{\mathrm{km/h^2}}{\mathrm{kgf/t}}$;

f_0 — forţa specifică de tracţiune a locomotivei, kgf/t ;

r_t — rezistenţa specifică la mers a trenului în palier şi aliniament, kgf/t ;

i — declivitatea elementelor de profil, $^0/_{00}$ (se ia cu + pentru rampe şi cu — pentru pante);
r_c — rezistenţa specifică datorită curbelor, kgf/t;
f_f — forţa specifică de frînare, kgf/t.

Lucrul mecanic specific şi elementar al forţelor care acţionează asupra trenului se poate determina cu relaţia :

$$dl_0 = f_0\,ds = \left(\frac{1}{\varphi}\frac{dv}{dt} + r_t \pm i + r_c + f_f\right) ds. \quad (5)$$

Din această relaţie rezultă că lucrul mecanic specific consumat în deplasarea trenului se poate calcula fie ca un lucru mecanic al forţei specifice de tracţiune, fie ca un lucru mecanic al forţelor specifice rezistente.

Lucrul mecanic al forţei de tracţiune cînd locomotiva remorchează un tren a cărui greutate totală este $(G_l + G_v)$, pe distanţa $(s - s_0)$, se poate calcula cu relaţia :

$$L_0 = (G_l + G_v)\int_{s_0}^{s} f_0\,ds = \int_{s_0}^{s} F_0\,ds, \quad (6)$$

în care F_0 este forţa de tracţiune a locomotivei la obada roţilor motoare.

Lucrul mecanic al forţelor rezistente se poate calcula cu relaţia :

$$L_0 = (G_l + G_v)\left[\frac{1}{\varphi}\int_{s_0}^{s}\frac{dv}{dt}ds + \int_{s_0}^{s} r_t\,ds \pm \right.$$
$$\left. \pm \int_{s_0}^{s} i\,ds + \int_{s_0}^{s} r_c\,ds + \int_{s_0}^{s} f_f\,ds. \right. \quad (7)$$

Dacă lucrul mecanic indicat produs prin arderea unui kilogram de combustibil în cilindrii motorului diesel este :

$$l_i = 427\ H_i,$$

atunci lucrul mecanic total produs prin arderea combustibilului în timpul unui parcurs se poate determina cu relaţia :

$$L_i = Cl_i = 427\ H_i\ C, \quad (8)$$

în care H_i este puterea calorică inferioară a combustibilului, kcal/kg.

Din relaţia (8) rezultă :

$$C = \frac{L_i}{427\ H_i} \quad (9)$$

sau :

$$dC = \frac{dL_i}{427\ H_i}. \quad (10)$$

Dacă se are în vedere $dL_0 = \eta_t\ dL_i$ prin înlocuirea lucrului mecanic elementar dat în relaţia (6) se obţine :

$$dC = \frac{1}{427\ H_i}\cdot\frac{F_0}{\eta_l}\cdot ds. \quad (11)$$

Dacă se are în vedere lucrul mecanic al forţelor rezistente, se poate scrie relaţia :

$$dC = \frac{G_l + G_v}{427\ H_i}\left[\frac{1}{\varphi\eta_l}\frac{dv}{dt}ds + \right.$$
$$\left. + \frac{r_t}{\eta_l}ds \pm \frac{i}{\eta_l}ds + \frac{r_c}{\eta_l}ds + \frac{f_f}{\eta_l}ds\right]. \quad (12)$$

Prin integrarea relaţiilor (11) şi (12) se obţine consumul de combustibil al locomotivei diesel pentru un parcurs, deci :

$$C = \frac{1}{427\ H_i}\int_{s_0}^{s}\frac{F_0}{\eta_l}ds; \quad (13)$$

$$C = \frac{G_l + G_v}{427\ H_i}\left[\frac{1}{\varphi}\int_{s_0}^{s}\frac{1}{\eta_l}\frac{dv}{dt}ds + \int_{s_0}^{s}\frac{r_t}{\eta_l}ds \pm \right.$$
$$\left. \pm \int_{s_0}^{s}\frac{i}{\eta_l}ds + \int_{s_0}^{s}\frac{r_c}{\eta_l}ds + \int_{s_0}^{s}\frac{f_f}{\eta_l}ds\right]. \quad (14)$$

2. Integrarea ecuaţiilor consumului de combustibil cu calculatoarele electronice analogice

Consumul de combustibil al locomotivei diesel care remorchează un tren pe o linie de cale ferată se poate calcula şi cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice. În acest scop este necesar să se integreze relaţiile (1), (11) şi (12).

Relaţia (1) este mai simplă şi realizarea unui model electronic care să o descrie nu prezintă dificultăţi. Singura dificultate care apare este determinată de consumul specific de combustibil q, care este reprezentat printr-o familie de curbe în funcţie de viteza de circulaţie şi de poziţia controlerului, după cum se vede în figura 1.

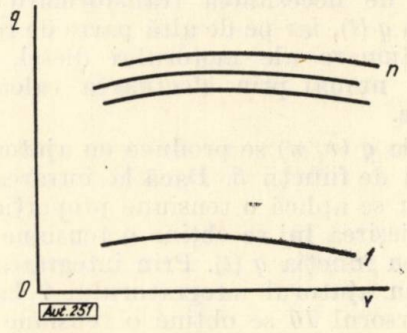


Fig. 1.

În scopul modelării ecuaţiei (1) sînt necesari următorii coeficienţi etalon :

pentru consumul de combustibil :

$$k_C = \frac{U_C}{C}, \quad \frac{V}{\text{kg}}; \quad (15)$$

— pentru consumul specific de combustibil:

$$k_q = \frac{U_q}{q}, \quad \frac{\text{V}}{\text{kg/min}}; \tag{16}$$

— pentru timp:

$$k_t = \frac{U_t}{t}, \quad \frac{\text{V}}{\text{min}}. \tag{17}$$

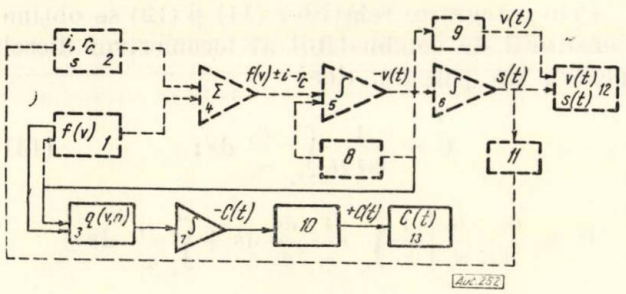


Fig. 2.

1, 2, 3 — generatoare de funcţii; *4* — sumator; *5, 6, 7* — integratoare; *8* — dispozitiv pentru date iniţiale; *9, 10* — inversoare de semn; *11* — discriminator; *12, 13* — dispozitive de înregistrare.

Prin înlocuire în relaţia (1) se obţine:

$$\frac{\text{d}U_C}{\text{d}U_t} = \frac{k_C}{k_t k_q} U_q. \tag{18}$$

Prin adoptarea factorilor de scară k_C, k_t şi k_q se poate realiza un model electronic care să reproducă relaţia (18), care reprezintă de fapt relaţia (1).

Schema bloc pentru integrarea ecuaţiei (1) este dată în figura 2.

După cum se vede din figura 2, calculatorul electronic analogic pentru calculul consumului de combustibil este cuplat direct cu calculatorul electronic analogic folosit pentru calculul vitezei de circulaţie şi al timpilor de mers. Această funcţionare în comun este determinată pe de o parte de necesitatea transformării funcţiei $q(v, n)$ în $q\ (t)$, iar pe de altă parte de regmurile de funcţionare ale motorului diesel, care se stabilesc numai prin efectuarea calculelor de tracţiune.

Funcţia $q\ (v, n)$ se produce cu ajutorul generatorului de funcţii *3*. Dacă la intrarea acestui generator se aplică o tensiune proporţională cu $v\ (t)$, la ieşirea lui se obţine o tensiune proporţională cu funcţia $q\ (t)$. Prin integrarea acestei funcţii cu ajutorul integratorului *7* la ieşirea din inversorul *10* se obţine o tensiune proporţională cu funcţia $C\ (t)$, care se poate înregistra cu ajutorul dispozitivului de înregistrare *13*.

În acest fel se obţine consumul de combustibil al locomotivei diesel sub forma unei curbe $C(t)$, care poate fi transformată şi sub forma $C(s)$ dacă se cunoaşte curba $s(t)$. Această transformare se poate face prin eliminarea timpului între aceste două curbe.

Pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţei de tracţiune trebuie integrată ecuaţia (11).

Dacă se are în vedere relaţia:

$$\text{d}s = v\text{d}t, \tag{19}$$

prin înlocuire în relaţia (11) se obţine:

$$\text{d}C = \frac{1}{427\ H_i} \cdot \frac{F_0\, v}{270} \cdot \text{d}t. \tag{20}$$

Se ştie că între puterea de la obada roţilor motoare, forţa de tracţiune şi viteza de circulaţie există relaţia:

$$P_0 = \frac{F_0\, v}{270}. \tag{21}$$

Prin înlocuirea produsului $F_0 v$ din relaţia (20) cu cel obţinut în relaţia (2) rezultă:

$$\text{d}C = \frac{270}{427\ H_i} \cdot \frac{P_0}{\eta_l} \cdot \text{d}t = \gamma\ P_0\ \eta_l^{-1}\ \text{d}t, \tag{22}$$

în care:

$$\gamma = \frac{270}{427\ H_i}.$$

Pentru modelarea relaţiei (22) este necesar să se stabilească coeficienţii etalon. Coeficienţii etalon k_C şi k_t se calculează cu relaţiile (15) şi (17), iar pentru putere şi randament se stabilesc astfel:

— pentru putere:

$$k_P = \frac{U_P}{P_0}, \quad \frac{\text{V}}{\text{CP}}; \tag{23}$$

— pentru randament:

$$k_\eta = \frac{U_\eta}{\eta_l^{-1}}, \ \text{V}. \tag{24}$$

Prin înlocuire în relaţia (22) se obţine:

$$\frac{\text{d}U_C}{\text{d}U_t} = \frac{k_C}{k_t k_P k_\eta}\ \gamma\ U_P\ U_\eta. \tag{25}$$

Schema bloc pentru integrarea ecuaţiei (22) este dată în figura 3.

După cum se vede în figura 3, schema bloc pentru integrarea ecuaţiei (22) este prevăzută cu două generatoare de funcţie (1 şi 2), care reproduc funcţiile $P_0\ (v, n)$ şi $\eta_l^{-1}\ (v, n)$. Pentru a putea obţine la ieşirea acestor generatoare de funcţie o tensiune proporţională cu $P\ (t)$ şi $\eta_l^{-1}\ (t)$ este necesar ca la intrarea lor să se aplice o tensiune proporţională cu $v(t)$. Această tensiune se obţine de la calculatorul electronic analogic cu care se realizează calculele de tracţiune, pentru determinarea vitezelor de circulaţie şi a tonajelor de mers, ca şi în cazul precedent. Dispozitivul de înmulţire *3* reali-

zează produsul $P_0\ \eta_l^{-1}$ şi, la bornele interogatorului *4*, se obţine o tensiune proporţională cu lucrul mecanic, dar cu semnul minus. Pentru inversarea semnului se foloseşte inversorul *5*. Amplificatorul *7* realizează transformarea lucrului mecanic în combustibil prin înmulţirea

După cum se vede din relaţia (27), primul termen reprezintă puterea rezistentă la circulaţia în palier şi aliniament, cel de al doilea, puterea rezistentă datorită declivităţilor (şi curbelor, la profilele simplificate) şi ultimul termen, puterea de frînare.

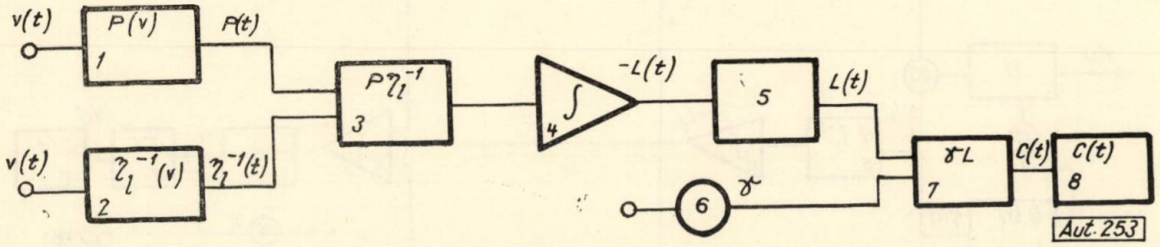


Fig. 3.

1, 2 – generatoare de funcţii; *3* – dispozitiv de înmulţire; *4* – integrator; *5* – inversor de semn; *6* – potenţiometru; *7* – amplificator; *8* – dispozitiv de înregistrare.

tensiunii proporţionale cu lucrul mecanic, cu o tensiune proporţională cu γ, dată de potenţiometrul *6*. La bornele de ieşire ale amplificatorului *7*, se obţine o tensiune proporţională cu consumul de combustibil, care poate fi înregistrat cu ajutorul dispozitivului *9*.

Pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţelor rezistente se integrează relaţia (12).

Primul termen al acestei relaţii reprezintă variaţia energiei cinetice a unităţii de masă a trenului. Pentru cazul cînd trenul pleacă din repaus şi calculul se face pînă la oprirea acestuia, integrala primului termen este egală cu zero, ceea ce înseamnă că energia cinetică înmagazinată în timpul accelerării se consumă în timpul decelerării trenului.

Al doilea termen reprezintă variaţia lucrului mecanic al forţelor rezistente specifice la circulaţia trenului în palier şi aliniament.

Deoarece pentru calculele de tracţiune se folosesc profile simplificate, lucrul mecanic rezistent produs de forţele de frecare la circulaţia trenului în curbe este cuprins în lucrul mecanic al declivităţilor rezultate prin simplificarea profilului. Pentru această situaţie, prin integrarea termenului al treilea al relaţiei (12) se obţine şi lucrul mecanic al forţelor specifice rezistente datorită curbelor, obţinut prin integrarea termenului al patrulea.

Ultimul termen al relaţiei (12) reprezintă variaţia lucrului mecanic al forţei specifice de frînare.

Pentru o secţie de remorcare cu profilul simplificat şi pentru cazul cînd viteza iniţială şi cea finală sînt egale cu zero, ecuaţia (12) devine :

$$\frac{dC}{dt} = \frac{G_l - G_v}{427\ H_l}\left(r_t\ \eta_l^{-1} v \pm i\ \eta_l^{-1} v + f_f\ \eta_l^{-1} v\right) \quad (26)$$

sau :

$$\frac{dC}{dt} = \frac{1}{427\ H_l}\left(R_t\ \eta_l^{-1} v \pm R_i\ \eta_l^{-1} v + F_f \eta_l^{-1} v\right). \quad (27)$$

Dacă se notează :

$$P_t = \frac{R_t\ v}{270};\ P_i = \frac{R_i\ v}{270} \text{ şi } P_f = \frac{F_f\ v}{270}$$

şi dacă se au în vedere şi notaţiile anterioare, relaţia (27) devine :

$$\frac{dC}{dt} = \gamma\left(P_t\ \eta_l^{-1} \pm P_i\ \eta_l^{-1} + P_f\ \eta_l^{-1}\right). \quad (28)$$

Pentru modelarea ecuaţiei (28) în afară de coeficienţii etalon k_c, k_t şi k_η stabiliţi anterior, mai sînt necesari următorii coeficienţi :

– pentru puterile rezistente :

$$k_{Pt} = \frac{U_{Pt}}{P_t},\ \frac{\text{V}}{\text{CP}};\ k_{Pi} = \frac{U_{Pi}}{P_i},\ \frac{\text{V}}{\text{CP}};$$

– pentru puterea de frînare :

$$k_{Pf} = \frac{U_{Pf}}{P_f},\ \frac{\text{V}}{\text{CP}}.$$

Prin înlocuirea în relaţia (28) se obţine :

$$\frac{dU_C}{dU_t} = \frac{k_C}{k_t k_\eta}\gamma\left[\frac{1}{k_{Pt}} U_{Pt}\ U_\eta \pm \right.$$

$$\left. \pm \frac{1}{k_{Pi}} U_{Pi}\ U_\eta + \frac{1}{k_f}\ U_{Pf}\ U_\eta\right]. \quad (29)$$

Schema bloc principială pentru integrarea relaţiei (28) este dată în figura 4.

După cum reiese din figura 4, pentru rezolvarea fiecărui termen al relaţiei (28) sînt necesare mai multe dispozitive de calcul, care efectuează operaţiile necesare, inclusiv integrarea.

Prin însumarea tensiunilor de la ieşirea celor trei integratoare cu ajutorul sumatorului *14*, se obţine la ieşirea acestuia o tensiune propor-

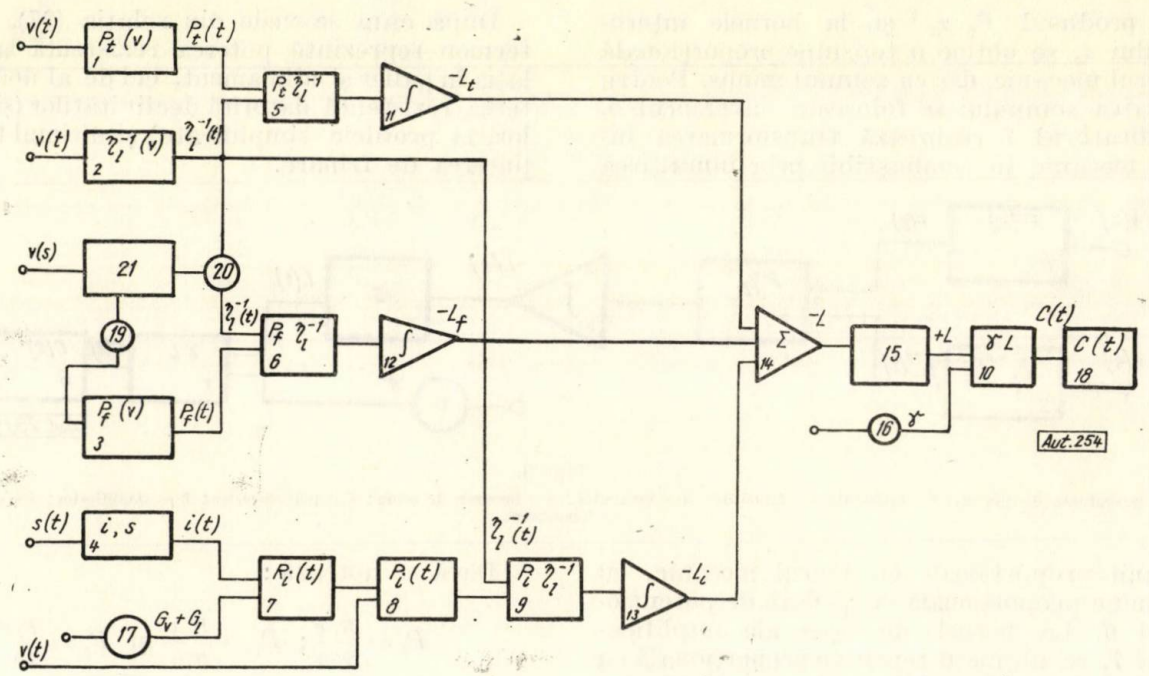


Fig. 4.

1, 2, 3, 4 – generatoare de funcţii; *5, 6, 7, 8, 9, 10* – amplificatoare; *11, 12, 13* – integratoare; *14* – sumator; *15* – inversor de semn; *16, 17* – potenţiometre; *18* – dispozitiv de înregistrare; *19, 20* – comutatoare; *21* – discriminator.

ţională cu lucrul mecanic al forţelor rezistente dar cu semnul minus.

Prin inversarea semnului cu ajutorul inversorului *15* şi amplificarea cu o tensiune proporţională cu coeficientul γ se obţine la ieşirea din amplificatorul *10* o tensiune proporţională cu consumul de combustibil. Rezultatele calculului se înregistrează cu ajutorul dispozitivului de înregistrare *18*, sub forma $C(t)$.

Spre deosebire de schemele precedente, schema din figura 4 este mai complexă, necesitînd mai multe dispozitive de calcul. De asemenea, pentru a se putea lua în considerare şi lucrul mecanic de frînare, sînt necesare două comutatoare *19* şi *20* care să comande introducerea şi scoaterea din circuit a dispozitivelor care efectuează calculul pentru perioada de frînare, precum şi un discriminator *12* care să comande începutul şi sfîrşitul frînărilor, în funcţie de valoarea vitezei de circulaţie $v(s)$.

3. Concluzii

Pentru calculul consumului de combustibil al locomotivelor diesel, în funcţie de datele de care se dispune, se pot efectua calculele cu ajutorul unor modele electronice analogice.

Calculele nu se pot efectua decît dacă se dispune de un calculator cu care să se efectueze şi calculele de tracţiune în vederea determinării vitezelor de circulaţie şi a timpilor de mers, în scopul obţinerii unor tensiuni proporţionale cu funcţiile $v\ (t)$, $s(t)$ sau $v(s)$ ce trebuie aplicate la intrarea generatoarelor de funcţii.

Calculatoarele electrice analogice pentru efectuarea calculelor în scopul determinării consumului de combustibil al locomotivelor diesel sînt simple şi se pot realiza fără cheltuieli prea mari.

Prin efectuarea calculului consumului de combustibil cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice se reduce foarte mult volumul de lucru şi se măreşte precizia calculului.

ing. G. IONESCU şi ing. M. TERTIŞCO

Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii

Metodele statistice de identificare prezintă avantaje esenţiale atunci cînd semnalul de testare este un zgomot alb. Aceasta impune utilizarea unor generatoare de semnale aleatorii de tipul zgomotului alb. Modelarea proceselor ce se desfăşoară în prezenţa perturbaţiilor cu caracter aleatoriu presupune şi modelarea acestor perturbaţii, care de obicei sînt aleatorii continue cu repartiţie gaussiană a probabilităţii şi cu un anumit spectru de frecvenţe. Avînd în vedere că un semnal continuu de tipul zgomotului alb poate fi transformat simplu într-un semnal aleatoriu cu orice caracteristici statistice impuse [1], [2], un generator de zgomot de tipul zgomotului alb va putea fi utilizat atît pentru problemele de indentificare cît şi pentru sinteza unor sisteme automate prin modelare pe calculator analogic.

În cele ce urmează sînt prezentate criteriile care au stat la baza alegerii tipului de semnal, consideraţii de proiectare, schemele funcţionale, precum şi performanţele a două tipuri diferite de generatoare de semnale aleatorii de tipul zgomotului alb construite în cadrul Catedrei de automatică din Institutul politehnic Bucureşti.

1. Generator de semnale aleatorii continue

Zgomotul alb este un semnal aleatoriu cu densitatea spectrală constantă într-o bandă infinită de frecvenţe. Aceasta înseamnă că un generator de zgomot alb ar trebui să dezvolte la ieşire o putere infinită, ceea ce practic nu este posibil. Avînd însă în vedere avantajele pe care le prezintă zgomotul alb în studierea unor probleme reale, se folosesc aproximaţii ale zgomotului alb, care în anumite condiţii asigură o precizie practic satisfăcătoare.

1.1. *Alegerea tipului de semnal*

Criteriul de echivalenţă a semnalului generat, cu zgomotul alb, se referă la banda de frecvenţe a spectrului semnalului generat, care trebuie să fie mai largă de circa zece ori decît banda de trecere a sistemului cercetat.

Fie semnalul $y(t)$ cu densitatea spectrală :

$$S_y(\omega) = \frac{1}{|1 + T_1 j\omega|^2} = \frac{1}{1 + T_1^2 \omega^2}, \ \text{V}^2/\text{Hz}, \quad (1)$$

care poate fi obţinut dintr-un zgomot alb cu densitate spectrală $S_x(f) = 1$ V^2/Hz în bandă infinită, trecut printr-un filtru trece-jos cu constanta de timp T_1. Se observă că acest semnal este diferit de zgomotul alb şi totuşi, în anumite condiţii, cu o precizie suficientă pentru cerinţele practicii, poate fi echivalat cu zgomotul alb.

Spre exemplu, aplicînd acest semnal unui element de întîrziere cu constanta de timp T, se obţine la ieşirea acestuia un semnal $z'(t)$ a cărui densitate spectrală este :

$$S_{z'}(\omega) = S_y(\omega) \frac{1}{1 + T^2 \omega^2} = \frac{1}{(1 + T_1^2 \omega^2)(1 + T\omega^2)},$$

iar funcţia de corelaţie a acestuia :

$$R_{z'}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{z'}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega =$$

$$= \frac{1}{2T\left[1 - \left(\frac{T_1}{T}\right)^2\right]} \left(e^{-|\tau|/T} - \frac{T_1}{T} e^{-|\tau|/T} \right). \quad (2)$$

Dacă aceluiaşi element i se aplică la intrare un zgomot alb nefiltrat, se obţine la ieşire un semnal $z''(t)$ cu densitatea spectrală :

$$S_{z''}(\omega) = \frac{1}{1 + T^2 \omega^2}$$

şi funcţia de autocorelaţie :

$$R_{z''}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{z''} \omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{2T} e^{-|\tau|/T}. \quad (3)$$

Dacă $\frac{T_1}{T} = 0{,}1$, relaţia (2) devine :

$$R_{z'}(\tau) = \frac{1}{1{,}98\ T} e^{-|\tau|/T} [1 - 0{,}1 (e^{-|\tau|/T})^9].$$

Dar, întrucît $|\tau|$ variază de obicei între 0 şi $(2-3)T$, rezultă :

$$(e^{-|\tau|/T})^9 < 1$$

şi deci în cazul cel mai defavorabil, cînd eroarea este maximă (la $\tau \approx 0$), rezultă :

$$R_{z'}(\tau) = \frac{0{,}9}{1{,}98\ T} e^{-|\tau|/T}. \quad (4)$$

Din comparaţia relaţiilor (3) şi (4) se observă că, folosind un semnal care respectă criteriul enunţat, se obţine, la ieşirea elementului de întîrziere, semnale cu funcţii de corelaţie apropiate de cele obţinute în cazul unui zgomot alb.

Din cele de mai sus rezultă unele concluzii cu privire la banda de frecvenţă a spectrului real al semnalului aleatoriu, care trebuie aleasă în funcţie de destinaţia generatorului. Avînd în vedere că acest generator urmează să fie folosit în principal pentru cercetarea dinamicii instalaţiilor industriale la care banda de trecere este

sub 5 Hz, considerăm acoperitoare banda de frecvenţe a spectrului semnalului generat între 0 şi 50 Hz.

1.2. *Schema funcţională a generatorului de zgomot cu densitate spectrală constantă în bandă finită*

Ca surse primare de zgomot pot fi utilizate diferite elemente, cum ar fi : rezistoare, transistoare, tuburi cu gaz, tuburi electronice, fotoelemente etc. Alegerea se face pe baza următoarelor considerente : stabilitatea în timp a caracteristicilor semnalului elaborat ; durata îndelungată de funcţionare ; simplitatea prelucrării zgomotului primar în vederea obţinerii semnalului aleatoriu dorit ; puterea şi banda spectrului de frecvenţe al zgomotului sursei ; uşurinţa procurării şi înlocuirii sursei [3].

Zgomotul generat de astfel de surse primare are o densitate spectrală constantă într-o bandă suficient de mare, însă în domeniul frecvenţelor ultrajoase (care ne interesează) densitatea spectrală tinde către zero. Aşa de exemplu, un tiratron de tip TG 0,1/1,3 prezintă o componentă aleatorie a tensiunii anodice care are o densitate spectrală de 10^{-5} V^2/Hz aproximativ constantă în banda 20 Hz — 20 kHz [1]. De aceea este necesară separarea din spectru, printr-un filtru trece-bandă, a unei porţiuni de lăţime egală cu banda de frecvenţe aleasă ($f_2 - f_1 = 50$ Hz), care apoi să fie modulată cu o undă formată din impulsuri dreptunghiulare de frecvenţă f_0 pentru a forma spectrul dorit 0 — 50 Hz. După aceasta, pentru a separa spectrul dorit de restul produselor modulaţiei, semnalul modulat este trecut printr-un filtru trece-jos. Conform celor arătate, schema bloc a generatorului se prezintă ca în figura 1.

Tensiunea de zgomot de la sursa primară *1* este amplificată (în *2*) şi apoi trecută prin filtrul *3* care are banda de trecere $2\,\Delta f = f_2 - f_1$. Prin urmare semnalul aleatoriu obţinut la ieşirea din filtru are un spectru constant de frecvenţe, în banda $f_1 - f_2$. Acest semnal este

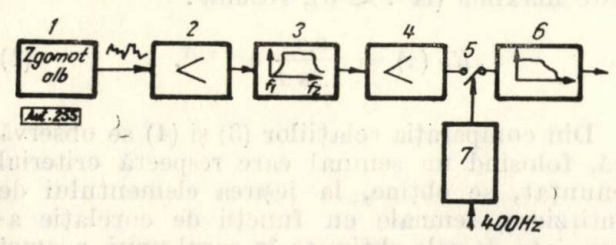


Fig. 1. Schema bloc a generatorului de semnale aleatoare continue.

apoi amplificat în *4*, după care este modulat cu un semnal format dintr-un tren de impulsuri dreptunghiulare, care se succed cu frecvenţa :

$$f_0 = \frac{f_2 - f_1}{2}.$$

Se ştie că acest semnal modulat are un spectru discret care, fiind trecut printr-un filtru trece-jos, cu frecvenţa de tăiere f_t [cuprinsă între $f_2 - f_1$ şi f_1, rezultă că la ieşirea filtrului trece-jos se obţine un semnal aleatoriu cu spectrul de frecvenţe constant în banda 0 — ($f_0 - f_2$), adică în cazul nostru 0 — 50 Hz [4].

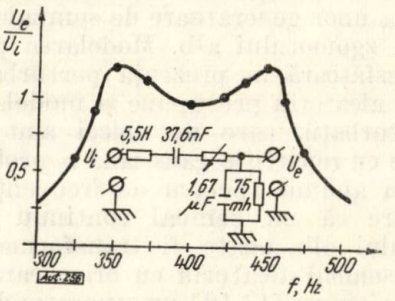


Fig. 2. Caracteristica filtrului trece-bandă.

În schema realizată, ca sursă primară de zgomot alb, este utilizat tiratronul TG1 — 0,1/0,3, conectat ca diodă. Componenta aleatorie a tensiunii anodice este amplificată într-un etaj realizat cu tuburile 6N8 şi 6P6, după care

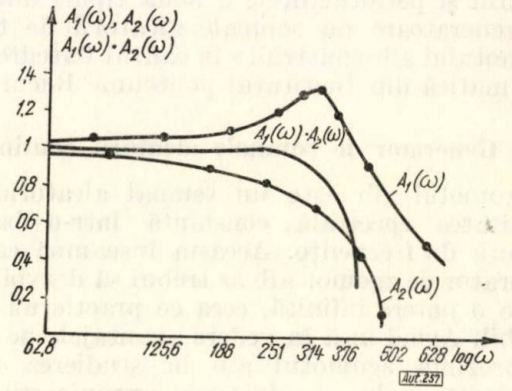


Fig. 3. Caracteristica de frecvenţă corectată, a generatorului.

urmează filtrul de bandă (cu banda de trecere 350 — 450 Hz, caracteristica A_1 (ω) a filtrului fiind prezentată în figura 2). Tensiunea cu spectrul de frecvenţe 300 — 450 Hz este amplificată (într-un etaj realizat cu tuburile 6J4 şi 6P9), după care este modulată cu o undă de impulsuri dreptunghiulare, prin intermediul unui releu polarizat *7* comandat de un semnal cu frecvenţa de 400 Hz obţinut de la un generator RC. Componentele rezultate în urma modulaţiei sînt filtrate cu ajutorul filtrului RC de tipul trece-jos 6, obţinîndu-se la ieşire numai spectrul constant 0 — 50 Hz.

Pentru a uniformiza densitatea spectrală, filtrul trece-jos a fost proiectat astfel încît caracteristica acestuia A_2 (ω) să compenseze neuniformităţile introduse în spectrul A_1 (ω) de caracteristica filtrului de bandă din figura 3.

După cum se observă, compensarea rezultă din faptul că spectrul va avea forma determi-

nată de caracteristica rezultantă $A_1(\omega) \cdot A_2(\omega)$, care asigură o densitate spectrală constantă.

În figura 4 este reprezentat un eşantion din semnalul aleatoriu continuu obţinut la ieşire. Semnalul are o lege de distribuţie gaussiană, iar spectrul zgomotului constant, în banda 0 — 50 Hz. Tensiunea la ieşire variază aleatoriu între extreme (de la vîrf la vîrf) cu 10 V.

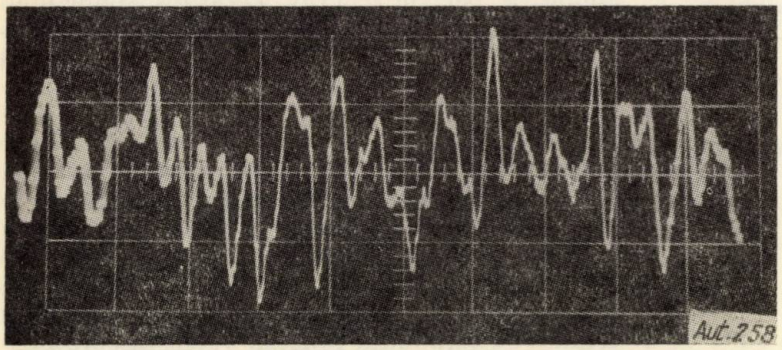


Fig. 4. Oscilograma semnalului aleatoriu continuu obţinut la ieşirea generatorului.

2. Generator de semnale pseudoaleatorii binare

Determinarea funcţiilor de corelaţie implică următoarele operaţii :

— decalarea în timp a semnalelor (întîrzierea unuia) ;

— multiplicarea celor două semnale ;

— integrarea produsului.

O analiză a posibilităţilor de calcul şi de construcţie a unor dispozitive adecvate arată că se pot obţine simplificări esenţiale în cazul posibilităţilor de utilizare a tehnicii numerice de calcul. Astfel întîrzierile se realizează cu ajutorul registrelor de plasare, multiplicare prin simple circuite de coincidenţă, iar integrarea, cu circuite de numărare.

Aceste avantaje au condus la o frecventă utilizare a semnalelor aleatorii binare în aplicaţiile tehnice ce impun calculul funcţiilor de corelaţie şi, în particular, la identificarea prostabilite, s-a recurs la sintetizarea unor semnale binare generate în fond pe baza unor legi deterministice (care au un caracter periodic), dar care păstrează, în anumite limite, proprietăţile semnalelor aleatorii de tipul zgomotului alb. Acestea sînt denumite semnale pseudoaleatorii binare şi generatorul construit se referă la acest tip de semnale.

2.1. *Definirea şi proprietăţile semnalelor pseudoaleatorii binare*

Semnalele aleatorii binare sînt constituite din succesiuni de impulsuri ale căror amplitudini pot lua numai două valori (de exemplu, $\pm$ a sau 0 şi a), trecerea de la o valoare la cealaltă avînd în caracter aleatoriu (probabilitatea corespunzînd, de exemplu, unei distribuţii Poisson).

Semnalele pseudoaleatorii binare sînt, de asemenea, succesiuni de impulsuri avînd numai două valori de amplitudine, dar la care trecerea de la o valoare la alta se face după o lege prestabilită. În plus, succesiunile respective au un caracter ciclic, se repetă cu o anumită perioadă.

Un exemplu de semnal pseudoaleatoriu binar este redat în figura 5, iar funcţia sa de autocorelaţie şi funcţia de densitate spectrală sînt redate în figurile 6 şi 7. După cum reiese din aceste figuri, pentru N mare şi Δ mic funcţia de autocorelaţie este de forma unui impuls triunghiular care se repetă cu aceeaşi perioadă ca a semnalului, iar densitatea spectrală poate rămîne aproximativ la aceeaşi valoare pentru un interval de frecvenţă, care prin alegerea convenabil de mică a lui Δ, poate fi făcut suficient de larg. Aceste proprietăţi arată că un astfel de semnal poate aproxima, în anumite limite, zgomotul alb. Alegînd judicios pe N şi Δ în raport cu scopul propus, de exemplu la identificarea unui proces în funcţie de constantele de timp, eroarea poate fi redusă la

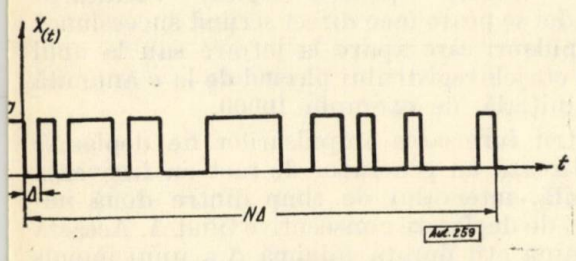


Fig. 5. Semnal pseudoaleatoriu binar.

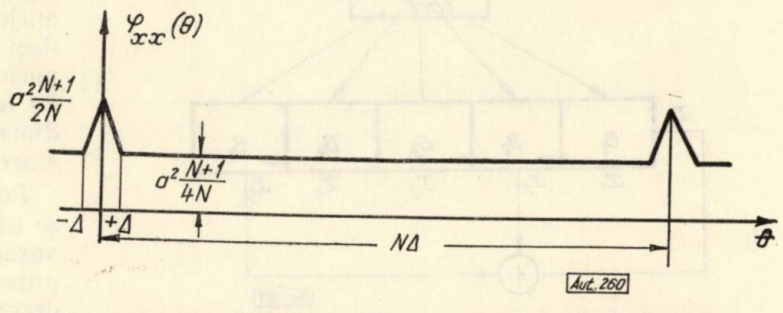


Fig. 6. Funcţia de autocorelaţie a semnalului pseudoaleatoriu.

ceselor, ceea ce ne-a sugerat ideea construirii unui generator de asemenea semnale.

Datorită necesităţii de a avea întîrzieri variabile, dar bine determinate, precum şi densitate spectrală constantă într-o bandă de frecvenţe cît mai largă, deci cu unele proprietăţi limite cu totul acceptabile, aşa cum s-a arătat în prima parte.

Sinteza unui semnal de acest tip se poate efectua folosind procedee bazate pe teoria numerelor — unul dintre ele fiind acela al calculului reziduurilor pătratice. De exemplu,

pentru o succesiune de impulsuri de perioada N, localizarea impulsurilor de o anumită polaritate este dată de valorile reziduurilor pătratice modulo N pentru numerele naturale cuprinse între 1 şi $\frac{N-1}{2}$. Impulsurile de cealaltă polaritate

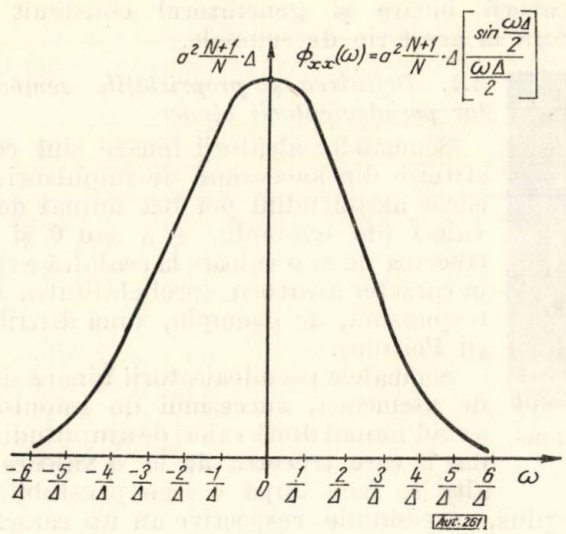


Fig. 7. Funcţia de densitate spectrală a semnalului pseudo-aleatoriu.

rezultă prin diferenţă. Pentru N se alege o valoare impară care satisface relaţia $N = 4K-1$, întrucît una dintre proprietăţile semnalului trebuie să fie aceea ca numărul de impulsuri de o polaritate să difere cu o unitate de numărul de impulsuri de cealaltă polaritate (în exemplul din figura 8 avem: $N = 4 \cdot 8 - 1 = 31$).

2.2. *Schema funcţională a generatorului de semnale pseudoaleatorii binare*

Generarea practică a unor semnale care să satisfacă proprietăţilor menţionate se poate

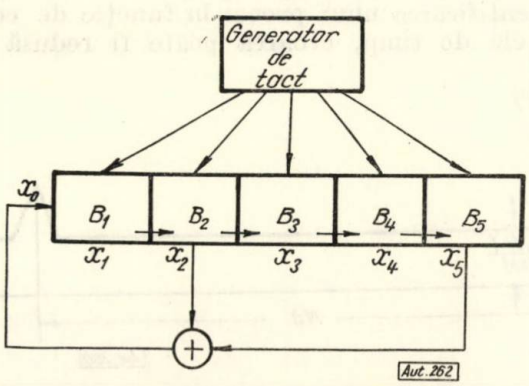


Fig. 8. Registru de deplasare prevăzut cu reacţie printr-un element sumar modulo 2.

efectua cu registre de deplasare cu reacţie, folosind pe legătura de reacţie elemente care realizează operaţia logică „SAU EXCLUSIV" (adunare modulo 2).

În literatură sînt consemnate şi generatoare de tip electromecanic, care însă nu au căpătat o aplicare mai largă datorită impreciziunilor în formarea impulsurilor [6].

În cazul utilizării registrelor de deplasare se obţin semnale binare periodice avînd numărul de impulsuri dintr-o perioadă N dependent de numărul de etaje al registrului şi de schema adoptată pentru reacţie. Perioada semnalului care se poate obţine pentru un registru cu p etaje este $N \leqslant 2^p - 1$ (N exprimînd numărul de impulsuri elementare dintr-o perioadă). Această relaţie poate fi folosită şi invers — pentru deducerea numărului de etaje necesare pentru a obţine un semnal de o anumită perioadă (durată). În general interesează semnalul de cea mai lungă durată N_{max} realizabilă cu un registru dat (sau deducerea numărului de etaje minimum necesare pe care trebuie să le aibă un registru de deplasare pentru a genera un semnal de o anumită lungime). Acesta corespunde relaţiei $N = 2^p - 1$, se numeşte semnal de lungime maximă şi se poate obţine numai pentru anumite combinaţii logice pe legătura de reacţie. În general se obţin semnale de durată mai redusă, astfel că se pune problema găsirii acelor combinaţii care să asigure perioada de lungime maximă cu un număr minim de operaţii logice (minimizare logică). Soluţionarea acestei probleme se poate face folosind metode analitice (reprezentarea matricială şi deducerea polinoamelor caracteristice) sau grafice (diagrame de stare). În acest sens s-au întocmit şi tabele în care se dau direct combinaţiile logice minime ce trebuie efectuate pentru registre cu număr diferit de etaje, astfel ca să rezulte semnalul de lungime maximă (în [5] este dată o tabelă pentru registre cu pînă la 11 etaje).

Generatorul construit este destinat obţinerii unor semnale cu $N = 31$, utilizînd un registru de deplasare cu cinci etaje ($N = 2^5 - 1 = 31$). Pentru obţinerea semnalului de perioadă maximă s-a introdus, pe legătura de reacţie, operaţia logică „adunare modulo 2" între semnalele de la etajele 2 şi 5 — conform schemei din figura 8, deci o singură operaţie logică. Verificarea perioadei se poate face direct scriind succesiunea de impulsuri care apare la intrare sau la unul dintre etajele registrului plecînd de la o anumită stare iniţială, de exemplu 10000.

Pentru furnizarea impulsurilor de deplasare se utilizează un generator de tact cu frecvenţa variabilă, intervalul de timp dintre două impulsuri de deplasare consecutive fiind Δ. Aceasta determină atît durata minimă Δ a unui impuls elementar al semnalului, cît şi durata efectivă în timp $N\Delta$ a unei perioade. Variind frecvenţa generatorului de tact se poate deci varia atît durata efectivă în timp a unui impuls elementar, cît şi a perioadei semnalului. Faptul este deosebit de important, întrucît pe această cale, potrivit necesităţilor, se asigură lărgimea de

bandă cerută de spectrul de frecvenţe al semnalului.

De asemenea, la calculul funcţiilor de corelaţie, durata intervalului de integrare corespunde unei perioade şi trebuie să fie suficient de mare în raport cu constantele de timp maxime T ale procesului ($N\Delta \geqslant 10$ T), ceea ce se poate obţine în anumite limite tot prin varierea lui Δ (desigur pentru constante de timp mari trebuie mărit N).

În continuare, problema care se pune este aceea a realizării variantelor întîrziate ale semnalului original furnizat de generator conform celor menţionate. Se va considera semnal original x_0 succesiunea de impulsuri care se aplică la intrarea primului etaj al registrului de deplasare.

În acest scop se are în vedere faptul că adunarea modulo 2 a două semnale de acest tip, decalate în timp, conduce la un alt semnal,

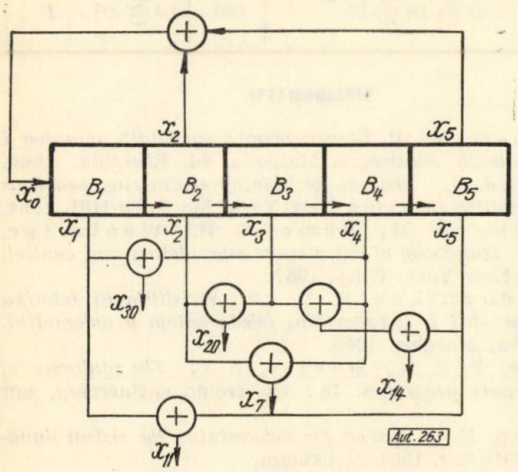


Fig. 9. Schema bloc a generatorului unui semnal pseudoaleatoriu şi a variantelor sale întîrziate.

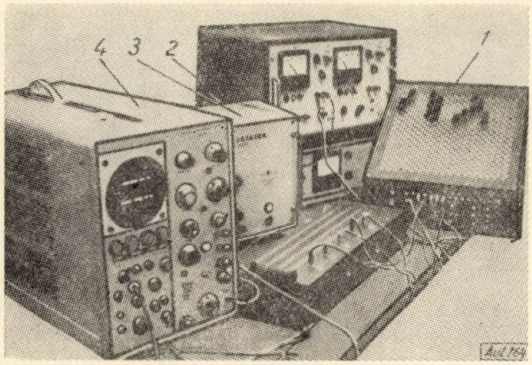


Fig. 10. Aparatura utilizată pentru încercarea generatorului:

1 — generator de semnale pseudoaleatorii (matrice cu diode); *2* — sursă de alimentare; *3* — generator de tact (Δ); *4* — osciloscop.

întîrziat în timp faţă de cele iniţiale dar avînd aceleaşi proprietăţi (perioadă, regula de succesiune a impulsurilor etc.).

Aceasta se poate scrie:

$$[x_i \oplus x_j] = [x_k] \text{ pentru } 0 \leqslant i;\ j \leqslant p-1;\ i \neq j, \quad (5)$$

înţelegînd prin x_i şi x_j variante întîrziate cu $i\Delta$ şi, respectiv, $j\Delta$ faţă de semnalul original x_0.

Trebuie avut în vedere că primele variante întîrziate x_1, $x_2 \ldots x_p$ se pot obţine direct de la diversele etaje ale registrului de deplasare şi, pe baza lor, utilizînd combinaţii logice conform relaţiei (5), se vor putea realiza celelalte variante $x_{p+1} \ldots\ldots x_{N-1}$, evident cele mai numeroase.

O posibilitate deci este aceea a utilizării unor dispozitive care să realizeze succesiv operaţia (5) între diversele semnale rezultate la etajele registrului de deplasare şi astfel, prin efectuarea în serie a operaţiilor, să se obţină toate variantele întîrziate. Procedeul este dezavantajos prin faptul că conduce la înserierea unui număr mare de operaţii şi, dată fiind viteza finită a elementelor logice adunare modulo 2, apar întîrzieri care deplasează artificial semnalele. Pe de altă parte, nu sînt totdeauna necesare toate variantele întîrziate posibile ci interesează obţinerea directă numai a unora dintre acestea. De aceea s-a aplicat o metodă care să permită realizarea directă a anumitor variante de întîrziere dată, cu minimum de operaţii adunare modulo 2.

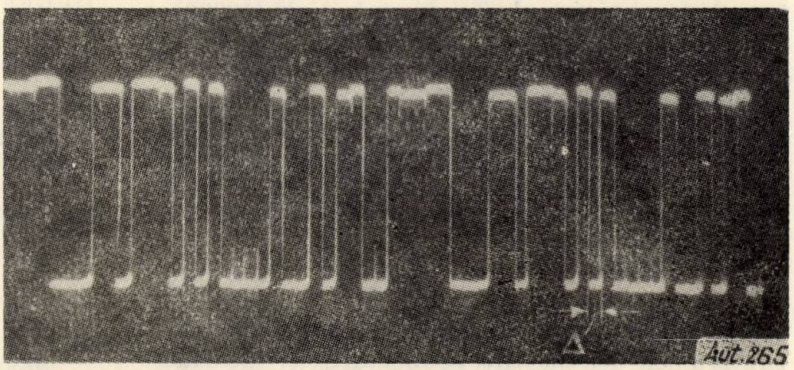


Fig. 11. Oscilograma semnalului pseudoaleatoriu generat (varianta x_1).

Fie D un operator liniar care realizează o întîrziere Δ şi I — operatorul identic. Relaţia care defineşte generatorul descris mai sus este de forma:

$$(D^5 \oplus D^2 \oplus I)\, x_0 = 0. \quad (6)$$

Ţinînd seamă de această relaţie şi de caracterul liniar al operaţiei logice adunare modulo 2, se pot deduce direct ecuaţii de forma (6) corespunzătoare diverselor întîrzieri. De exemplu, o întîrziere cu 6Δ se obţine astfel:

$$D^6 = D \cdot D^5 = D\,(D^2 \oplus I) = D^3 \oplus D = D \oplus D^3, \quad (7)$$

adică printr-o singură operaţie logică adunare modulo 2 între mărimile x_1 şi x_3 de la etajele 1 şi 3 ale registrului; în mod asemănător:

$$D^{11} = D^6 \cdot D^5 = (D \oplus D^3) \cdot D^5 = D^6 \oplus D^8 =$$

$$= D \oplus D^3 \oplus D^8 = D \oplus D^3 \oplus D^3 \oplus D^5 = D \oplus D^5. \quad (8)$$

În anexă este dată o tabelă cu relaţiile corespunzătoare tuturor variantelor întîrziate de la D^6 la D^{31} pentru registrul cu cinci etaje avînd semnalul original generat pe baza relaţiei (6). În figura 9 este prezentată schema de obţinere a variantelor întîrziate pentru generatorul construit.

Registrul de deplasare a fost realizat folosind elemente NICI din seria UNILOG, iar elementele logice adunare modulo 2 au fost realizate cu diode. Ansamblul de astfel de elemente a fost realizat sub forma unei matrice cu structură variabilă pentru a avea posibilitatea obţinerii oricăror variante dorite. Matricea este prevăzută cu bucşe, iar diodele sînt montate în interiorul unor prize astfel că pot fi plasate în diverse poziţii, efectuînd diferite operaţii logice conform tabelei anexate. Se asigură astfel modalitatea de a obţine toate variantele întîrziate posibile cu o matrice de proporţii mai reduse.

Ca generator de tact s-a utilizat un generator de impulsuri tip Orion TR 0304 (fig. 10) care poate genera impulsuri cu frecvenţa de la 1 Hz la 10^5 Hz. Generatorul de tact serveşte şi pentru aducerea registrului în starea iniţială (10000). Sursele de alimentare sînt de tipul UNILOG $\pm$ 24 V. Pentru cazurile cînd se cer semnale de tensiune sau putere mai mare s-au prevăzut relee intermediare comandate de semnalul dat de generator. Contactele releelor înseriate în circuitul unei surse de tensiune sau putere ridicată permit să se obţină semnale corespunzătoare necesităţilor.

Figura 11 reprezintă înregistrarea semnalului original furnizat de generator, iar în figura 10 este prezentat generatorul de semnale în ansamblu cu sursele de alimentare şi generatorul de tact.

Generatoarele de semnale descrise vor constitui elemente ale unei instalaţii destinate determinării experimentale a caracteristicilor dinamice ale elementelor sistemelor automate.

ANEXA

Tabela cu operaţiile logice pentru obţinerea variantelor întîrziate

D^6	$D \oplus D^3$	D^{19}	$D \oplus D^2$
D^7	$D^2 \oplus D^4$	D^{20}	$D^2 \oplus D^3$
D^8	$D^3 \oplus D^5$	D^{21}	$D^3 \oplus D^4$
D^9	$D \oplus D^3 \oplus D^4$	D^{22}	$D^4 \oplus D^5$
D^{10}	$D^2 \oplus D^4 \oplus D^5$	D^{23}	$D \oplus D^3 \oplus D^5$
D^{11}	$D \oplus D^5$	D^{24}	$D \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^4$
D^{12}	$D \oplus D^2 \oplus D^3$	D^{25}	$D^2 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^5$
D^{13}	$D^2 \oplus D^3 \oplus D^4$	D^{26}	$D \oplus D^4 \oplus D^5$
D^{14}	$D^3 \oplus D^4 \oplus D^5$	D^{27}	$D \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^5$
D^{15}	$D \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^5$	D^{28}	$D \oplus D^2 \oplus D^4$
D^{16}	$D \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^5$	D^{29}	$D^2 \oplus D^3 \oplus D^5$
D^{17}	$D \oplus D^2 \oplus D^4 \oplus D^5$	D^{30}	$D \oplus D^4$
D^{18}	$D \oplus D^2 \oplus D^5$	D^{31}	$D^2 \oplus D^5 = I$

BIBLIOGRAFIE

[1] Bobnev, M. P. *Ghenerirovanie sluciainîh signalov i izmerenie ih parametrov.* Moscova, ed. Energhia, 1966.

[2] Levine, L. *Methods for solving engineering problems using analog computers.* New York, Mc Graw-Hill, 1964.

[3] Grabbe, E. M., Ramo, S. R., Wooldrige, D. E. *Handbook of automation computation and control,* vol. 2, New York, Wiley, 1957.

[4] Solodovnikov, V. V. ş.a. *Vicislitelnaia tehnika v primenenii k statisticeskim isledovaniam v avtomatiki.* Moscova, Maşghiz, 1963.

[5] Chow, P. E. K., Davies, A. C. *The synthesis of cyclic code generators.* In: Electronic engineering, apr 1964.

[6] Izawa, K. *A method for determining the sistem dynamics.* IMEKO, 1964, Stockholm.

[7] Tsao, S. H. *Generation of delayed replicas of maximal-length liniar binary sequences.* In: Proc. I.E.E., vol. **111**, nr. 11, nov 1964.

Conf. ing. S. FLOREA şi ing. A. STĂNESCU

Principii constructive şi funcţionale ale elementelor fluidice cu acţiune continuă (I)

1. Generalităţi

În anul 1960, cînd Horton anunţa realizarea primului amplificator cu fluid, fără piese în mişcare, iar Greenewood şi Ezekiel prezentau primul element logic din această categorie, asistam la apariţia unei noi tehnici de comandă cu posibilităţi de aplicaţii industriale largi, îndeosebi în construcţia echipamentului pneumatic de reglare automată şi de calcul analogic şi numeric.

Trebuie remarcat, totuşi, că principiile care stau la baza funcţionării acestor elemente sînt mai vechi. Să amintim numai lucrarea savantului român H. Coandă din 1933 despre efectul jet-perete. Se realizează de asemenea dispozitive cu fluid, fără piese mobile, încă înainte de 1960; astfel Todd în 1940 patentează un releu mecanic cu fluid bazat pe interacţiunea jeturilor de fluid. O dezvoltare remarcabilă în acest domeniu se înregistrează abia după inventarea amplificatoarelor cu fluid, bazate pe fenomene de aero şi hidrodinamică şi pe proprietăţile intrinseci ale fluidului [2].

Deşi începuturile au fost anevoioase, o dată însă polarizată atenţia pentru noile elemente, cercetările au cuprins rapid numeroase laboratoare din S.U.A., U.R.S.S., Anglia, Franţa etc.

Astăzi, fluidica* [3], denumire general acceptată pentru această nouă ramură a tehnicii la cea de a doua conferinţă internaţională de la Cronfield, a primit deja consacrarea ştiinţifică mondială prin cele patru simpozioane ţinute în S.U.A. sub egida laboratoarelor HDL**, prin cele trei conferinţe internaţionale de la Cranfield, avînd tematică exclusiv din acest domeniu, prin comunicările în număr din ce în ce mai mare prezentate în cadrul congreselor şi simpozioanelor organizate de IFAC—IFIP, şi prin numeroasele lucrări şi articole publicate.

Cei cîţiva ani de experimentări şi de aplicaţii au scos în evidenţă proprietăţi şi performanţe deosebit de importante ale elementelor fluidice, dintre care menţionăm:

— siguranţă mare în funcţionare, ca urmare a eliminării părţilor mobile, net superioară dispozitivelor pneumatice clasice şi comparabilă cu cea a aparaturii electronice [4];

— durata de funcţionare practic nelimitată;

— posibilitatea de a lucra în condiţii grele de mediu, cum ar fi: temperaturi foarte înalte de 2000° — 3000° C sau foarte scăzute, cîmpuri electrostatice sau electromagnetice intense, cîmpuri de radiaţii radioactive sau ionizante, mediu corosiv sau medii prezentînd pericol de incendiu etc., fără afectarea performanţelor;

— dimensiuni de gabarit mici cu posibilitatea de miniaturizare şi de integrare a circuitelor (densitate de 10 elem./cm^3);

— construcţie şi tehnologie de fabricaţie simple, preţ scăzut în condiţiile producţiei de serie mare;

— utilizarea în fabricaţie a unor materiale ieftine şi adaptate cerinţelor de mediu: materiale plastice, materiale ceramice, aliaje speciale rezistente la şocuri sau vibraţii etc.

Bineînţeles, anumite dezavantaje ale acestor elemente, ca de exemplu: viteza relativ scăzută de lucru, raza de acţiune redusă, banda de frecvenţe sub 100 kHz, dificultăţile legate de interconectarea elementelor, lipsa unei tratări analitice a fenomenelor care să permită o proiectare optimă, limitează, cel puţin deocamdată, domeniile de aplicaţie ale fluidicii.

Cu toate acestea în domeniul comenzii secvenţiale a maşinilor-unelte, în automatizarea proceselor lente (termice, chimice sau metalurgice) pentru reglarea reactoarelor nucleare, pentru cercetări spaţiale (sisteme pentru orientarea şi telecomanda sateliţilor şi rachetelor), pentru construcţia unor calculatoare de birou prelucrînd un volum mic de informaţii, elementele fluidice s-au dovedit deosebit de utile, fiind superioare echipamentului pneumatic clasic, cu piese mobile.

Sinteza unor instalaţii complexe destinate tehnicii reglării şi calculului a impus dezvoltarea elementelor fluidice active (amplificatoare) şi pasive, cu acţiune continuă şi discontinuă. Proiectarea şi studiul elementelor fluidice au scos în evidenţă că, în general:

— alegerea anumitor geometrii şi alegerea unor anumite condiţii de curgere ale fluidului (exprimate prin numerele Mach, Re, Weber etc.) determină univoc fenomenele ce apar în elementul respectiv;

— pentru fiecare element fluidic este valabil un ansamblu de efecte de dinamica fluidelor, dar proiectarea corespunzătoare conduce la preponderenţa unora dintre ele, fapt care dictează performanţele şi comportarea lui;

---

* În literatura de specialitate se folosesc şi alte denumiri pentru acest domeniu ca, de exemplu, „pneumonică"; optăm pentru denumirea de *fluidică*, deoarece pe aceste principii se realizează şi elemente hidraulice.

** Harry Diamond Laboratories.

— amplificarea, indiferent de tipul amplificatorului fluidic, se realizează prin :

a) comanda momentelor cantităţii de mişcare ale unor jeturi de forţă, prin interacţiune cu unul sau două jeturi de comandă :

b) efectul jeturilor de comandă asupra stratului limită şi a condiţiilor de curgere ale jeturilor de forţă.

În cele ce urmează se prezintă principalele elemente analogice active şi pasive fluidice utilizate în construcţia dispozitivelor de automatizare ilustrînd gama bogată de principii funcţionale şi constructive ale acestora.

2. Amplificatoare fluidice analogice

În realizarea practică a amplificatoarelor cu acţiune continuă au apărut multe probleme dificile, care în urma unor vaste cercetări experimentale au fost parţial soluţionate, obţinîndu-se cîteva tipuri constructive cu performanţe bune privind amplificarea (în debit, presiune, momentul cantităţii de mişcare, putere), liniaritatea, valoarea impedanţelor de intrare şi de ieşire etc.

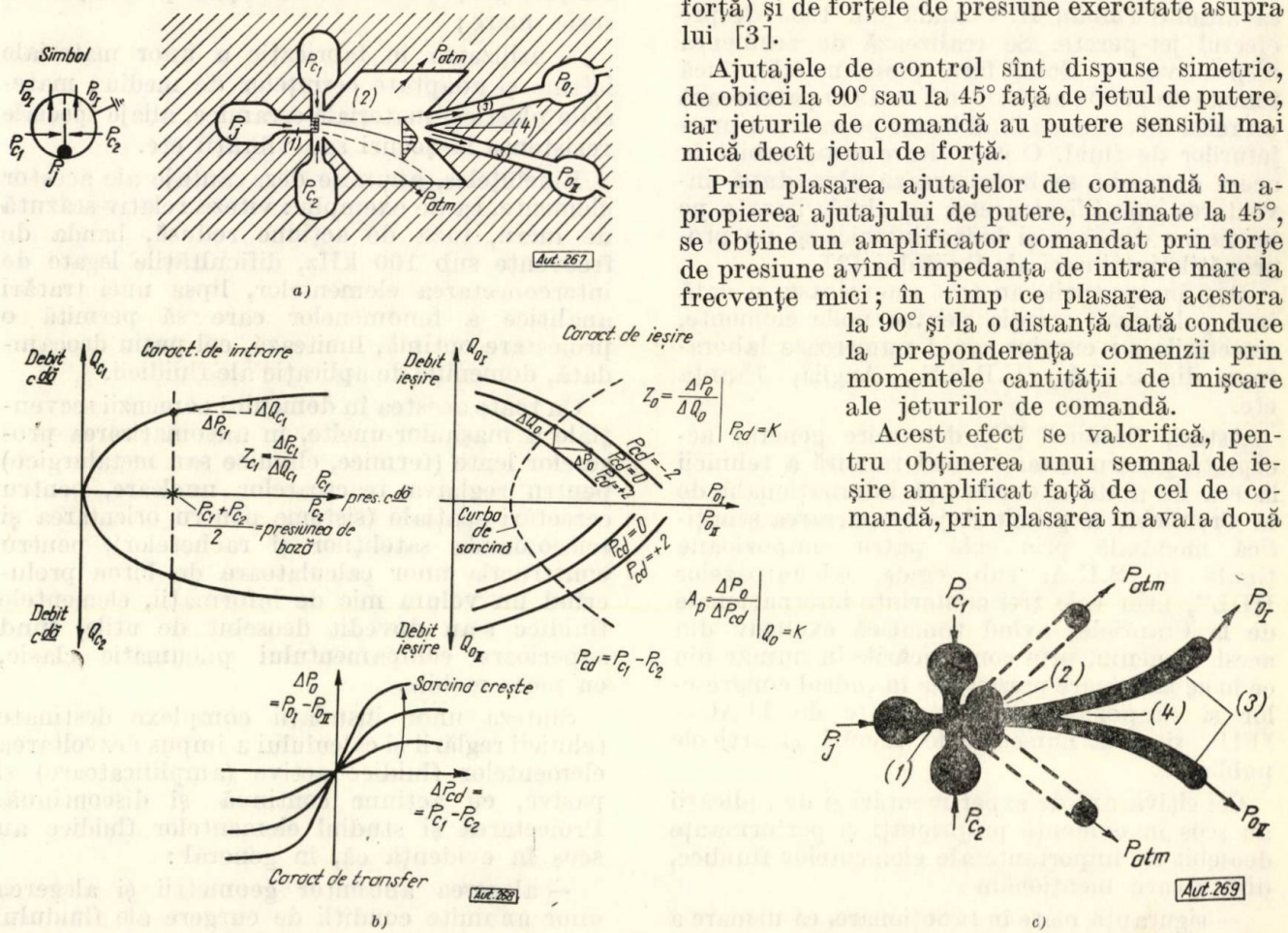


Fig. 1

În prezent, pentru obţinerea amplificatoarelor operaţionale fluidice folosite în tehnica calculului analogic sau în preamplificatoarele regulatoarelor fluidice, cele mai utilizate elemente active analogice sînt :

— amplificator cu devierea jetului (jet-jet) ;
— amplificator cu cot dublu ;
— amplificator cu turbionare ;
— modulator de impact direct şi transversal.

2.1. *Amplificator jet-jet (fig. 1 a)*

Dacă printr-un ajutaj *1*, conectat la o sursă de presiune de alimentare, se aduce în camera de interacţiune *2* un jet de forţă (de putere) avînd un nivel energetic ridicat şi se acţionează asupra lui prin unul sau două jeturi de comandă, are loc modificarea direcţiei jetului de putere, funcţie de raportul momentelor cantităţilor de mişcare (ale jetului de comandă faţă de cel de forţă) şi de forţele de presiune exercitate asupra lui [3].

Ajutajele de control sînt dispuse simetric, de obicei la 90° sau la 45° faţă de jetul de putere, iar jeturile de comandă au putere sensibil mai mică decît jetul de forţă.

Prin plasarea ajutajelor de comandă în apropierea ajutajului de putere, înclinate la 45°, se obţine un amplificator comandat prin forţe de presiune avînd impedanţa de intrare mare la frecvenţe mici ; în timp ce plasarea acestora la 90° şi la o distanţă dată conduce la preponderenţa comenzii prin momentele cantităţii de mişcare ale jeturilor de comandă.

Acest efect se valorifică, pentru obţinerea unui semnal de ieşire amplificat faţă de cel de comandă, prin plasarea în aval a două canale de recepţie *3* funcţionînd diferenţial, separate printr-un perete despărţitor *4* (spliter), care vor intercepta jeturile de fluid cu profiluri de viteză diferite.

Într-adevăr, în absenţa semnalului de comandă diferenţial $\Delta P_c = 0$, $\Delta Q_c = 0$, jetul de forţă

străbate nedeviat camera de interacţiune şi receptoarele vor culege jeturi de fluid simetrice, cu arii transversale egale şi profiluri de viteză identice, astfel încît $\Delta Q_e = 0$, $\Delta P_e = 0$.

Dacă $\Delta P_c \neq 0$, se produce devierea jetului de putere, receptoarele culeg porţiuni asimetrice şi neegale din jetul deviat, ceea ce conduce la obţinerea unui semnal de ieşire ΔQ_e, ΔP_e, amplificat. Simplificînd fenomenele, deviaţia jetului de putere va fi dată de :

$$\operatorname{tg}\ \theta = \frac{M_c}{M_j}, \qquad (1)$$

unde :

θ este unghiul de deviaţie al jetului de forţă ;

$M_c = A_c v_c^2 = h b_c v_c^2$ — momentul jetului de comandă ;

$M_j = A_j v_j^2 = h b_j v_j^2$ — momentul jetului de putere ;

$v = k_1 \sqrt{\Delta P}$ — viteza medie a fluidului,

sau :

$$\operatorname{tg}\ \theta = \frac{b_c v_c^2}{b_j v_j^2} = \frac{b_c}{b_j} \cdot \frac{(P_{c1} - P_{c2})}{P_j}. \qquad (1')$$

Notînd cu $\varphi\ (l,\ b_0)$ influenţa parametrilor constructivi ai receptoarelor asupra semnalului de presiune recepţionat, se poate scrie succesiv :

$$\frac{\Delta P_0}{P_j} = k_2 \cdot \varphi(l,\ b_0) \cdot \operatorname{tg}\ \theta ; \qquad (2)$$

$$\frac{P_{0I} - P_{0II}}{P_j} = k_2 \cdot \varphi(l, b_0) \cdot \frac{b_c}{b_j} \cdot \frac{(P_{c1} - P_{c2})}{P_j}, \qquad (2')$$

unde :

b_0, b_c, b_j sînt lăţimile canalelor de ieşire, de comandă, respectiv de putere ;

l — distanţa la care sînt plasate în aval receptoarele faţă de ieşirea jetului de putere ;

P_0, P_c, P_j — presiunile de ieşire, de comandă, respectiv de alimentare.

Se defineşte factorul de amplificare în presiune (A_P) al elementului jet-jet, pentru funcţionarea diferenţială (push-pull), prin expresia :

$$A_P = \frac{\partial (P_{0I} - P_{0II})}{\partial (P_{c1} - P_{c2})} \simeq \frac{\Delta (P_{0I} - P_{0II})}{\Delta (P_{c1} - P_{c2})}. \qquad (3)$$

În mod similar, pentru debite A_Q, momentul cantităţilor de mişcare A_M, respectiv pentru puteri $A_{\mathfrak{P}}$, se poate scrie :

$$A_Q = \frac{\partial (Q_{0I} - Q_{0II})}{\partial (Q_{c1} - Q_{c2})} ; \quad A_M = \frac{\partial (M_{0I} - M_{0II})}{\partial (M_{c1} - M_{c2})} ;$$

$$A_{\mathfrak{P}} = \frac{\partial (P_{0I}\, Q_{0I} - P_{0II}\, Q_{0II})}{\partial (P_{c1}\, Q_{c1} - P_{c2}\, Q_{c2})} ; \quad A_{\mathfrak{P}} \neq A_P . A_Q , \qquad (4)$$

unde Q_{0I}, Q_{0II}, Q_{c1}, Q_{c2} sînt debitele de fluid în cele două canale de recepţie, respectiv de comandă.

Pentru cazul simplificat tratat anterior rezultă :

$$A_P = k_2 \cdot \frac{b_c}{b_j} \cdot \varphi\ (l,\ b_0).$$

În realitate problemele sînt mult mai complexe [6], [7]. Astfel, asigurarea stabilităţii jetului de putere, faţă de gradienţii de presiune transversali, reducerea efectelor de reacţie negativă datorite oricăror mici cantităţi de fluid necolectate de receptoare şi reflectate pe pereţi, cer o geometrie specială pentru camera de interacţiune (cardioidă trifolică) (fig. 1*c*) şi condiţii corecte de eşapare în atmosferă.

Pentru a obţine o amplificare maximă şi un domeniu de liniaritate cît mai mare se impune o proiectare optimală a geometriei camerei de interacţiune. De exemplu, plasarea în aval a receptoarelor trebuie făcută la o distanţă suficient de mare pentru a obţine amplificarea maximă, dar suficient de aproape pentru o recuperare maximă de presiune. În plus, există o distanţă critică sub care apar la ieşire oscilaţii întreţinute.

De asemenea, funcţionarea în sarcină pune probleme de cuplare optimă şi de raport semnal-zgomot. Într-adevăr propagarea undelor de presiune este un factor limitativ al performanţelor deoarece, deşi, încă mecanismul este necunoscut, efectele de instabilitate dinamică rezultate sînt cunoscute, dar nedorite.

În prezent se execută 2—3 tipuri de amplificatoare avînd performanţe bune şi care au fost deja utilizate în montaje în cascadă şi în scheme complexe de amplificator operaţional şi de regulatoare. În figura 1 *c* se prezintă siluetele unor asemenea elemente fabricate de către firma Corning Glass Factory.

Unele dintre calităţile elementelor jet-jet (liniaritate, amplificare, valorile impedanţelor de intrare şi ieşire) pot fi apreciate din familiile de caracteristici statice : de intrare, de ieşire şi de transfer (fig. 1 *b*).

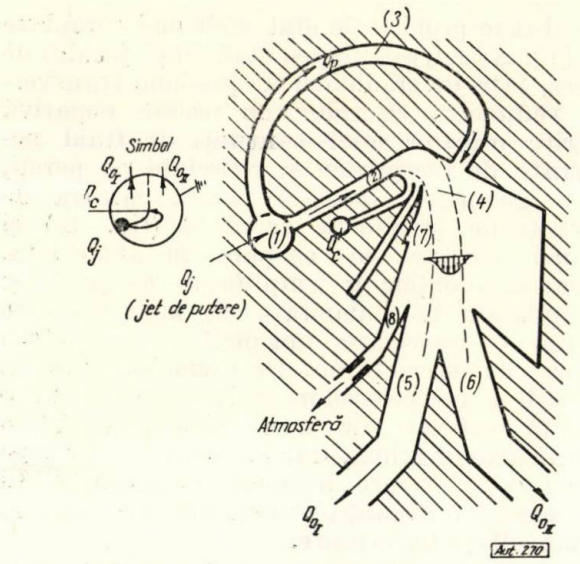
2.2. *Amplificatorul cu cot dublu* (*fig. 2 a*)

Acest tip de amplificator, unul dintre cele mai recent brevetate [8], combină inspirat fenomenul de separare al unui jet de peretele interior al unui canal curb, controlabil prin injecţie de fluid în sens contrar curgerii, cu modificarea momentului cantităţii de mişcare al unui jet de putere prin interacţiunea cu un jet secundar.

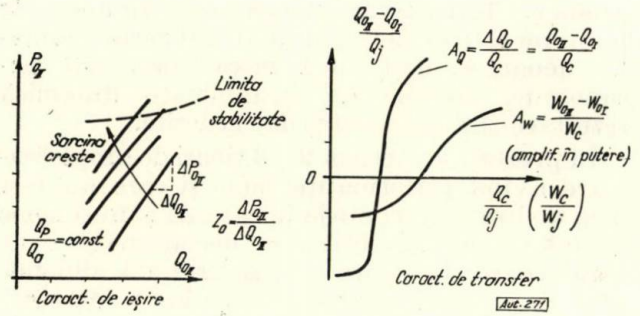
Constructiv, din camera de alimentare *1* se separă două jeturi : un jet de forţă care parcurge un canal rectiliniu *2* ce continuă cu o porţiune curbată (avînd o rază potrivit aleasă pentru apariţia efectului de separare de perete) şi un

jet secundar care traversează un cot pasiv *3*. Ambele jeturi sînt aduse în camera de interacţiune *4* unde are loc fenomenul de impact oblic. Unghiul optim de impact a fost determinat experimental şi este de aproximativ 60°.

Semnalul de comandă Q_c se aplică în sens invers curgerii jetului de forţă, în apropierea



a)



b)

Fig. 2

punctului de separare de perete. În lipsa semnalului de comandă, jetul de forţă are punctul de desprindere înspre aval. Profilul său de viteză este teşit (cantitatea de mişcare minimă) şi jetul secundar îl poate abate relativ uşor spre canalul de recepţie *5*.

Pentru diferite valori ale semnalului de comandă punctul de separare se deplasează înspre amonte, profilul de viteză se asimetrizează, îngustîndu-se (cantitatea de mişcare creşte), iar jetul secundar poate realiza o deviere mai mică. Receptoarele sînt astfel plasate, încît jetul de putere obţinut prin combinarea celor două jeturi, cel activ modulat cu semnal de comandă şi cel pasiv (nemodulat) este cules în întregime de canalul stîng pentru $Q_c = 0$ şi canalul dreapta pentru $Q_c =$ maxim. Între aceste cazuri limită debitul obţinut la ieşire este repartizat între canalele receptoare stînga şi dreapta, proporţional cu debitul de comandă.

Zona în care are loc impactul are o geometrie specială, necesară nu numai pentru obţinerea unei amplificări ridicate, dar cerută de însăşi funcţionarea stabilă a elementului. Astfel, la finele canalului curb sa inserează un perete (pinten) *7* avînd un vîrf ascuţit şi puternic curbat. Prezenţa se conduce pe de o parte la stimularea desprinderii jetului de forţă de peretele curb pentru semnale de comandă foarte mici, iar pe de altă parte, împreună cu canalele de eşapare în atmosferă *8*, previne apariţia efectului Coandă.

Amplificarea depinde de parametrii geometrici şi funcţionali, dintre care mai importanţi sînt :

— plasarea în aval a receptoarelor (l) ;

— dimensiunile canalelor de recepţie (b_0, h) ;

— geometria peretelui *7* (r_p — curba peretelui, poziţia sa faţă de axa amplificatorului determinată de x_p, y_p) ;

— lăţimea cotului pasiv (b_p) ;

— lăţimea canalului de comandă (b_c) ;

— raportul debitelor ce străbat cotul pasiv şi cotul activ Q_p/Q_a.

Factorul de amplificare în debit A_Q al elementului se defineşte prin relaţia :

$$A_Q = \frac{\partial (Q_{0II} - Q_{0I})}{\partial Q_c} \simeq \frac{\Delta (Q_{0II} - Q_{0I})}{\Delta Q_c}; \qquad (5)$$

$$A_Q = \Phi \left[l, b_c, b_0, b_p, h, \varphi_p (r_p, x_p, y_p,), \frac{Q_p}{Q_a} \right]. \qquad (6)$$

Performanţele în regim static pot fi determinate din familiile de caracteristici date în figura 2*b*.

2.3. *Amplificatorul cu turbionare (fig. 3a)*

Complet diferit de celelalte amplificatoare analogice fluidice, atît în privinţa principiului de funcţionare, cît şi a caracteristicilor constructive, amplificatorul cu turbionare are o singură ieşire şi o singură intrare de comandă, lucrează la presiuni mari şi are factor de amplificare în debit ridicat [9].

Amplificarea se realizează datorită modificării momentului cantităţii de mişcare şi datorită apariţiei fenomenului de turbionare ca urmare a interacţiunii dintre jetul de forţă adus în camera de turbionare *1* prin canalul *2* şi un jet de comandă *3* dispus de obicei la 90° faţă de primul.

În absenţa debitului de comandă ($Q_c = 0$), jetul de putere curge radial, cu viteză foarte mică, către receptorul de ieşire *4* plasat în centrul camerei şi perpendicular pe planul ei, astfel încît căderea de presiune de-a lungul liniei de curent este foarte mică şi Q la ieşire este maxim.

Cînd semnalul de comandă este diferit de zero ($Q_c \neq 0$, $P_c \neq 0$), jetul de comandă tan-

genţial comunică o componentă rotaţională, proporţională cu Q_c, jetului de forţă. Parcursul efectiv, străbătut de jet, se măreşte, curgerea făcîndu-se după spirale logaritmice, cu conservarea momentului unghiular, astfel încît cu scăderea razei viteza tangenţială U şi viteza unghiulară ω cresc. Creşterea energiei cinetice se obţine din căderea de presiune suplimentară care are loc în camera de turbionare *1*, unde fluidul curge împotriva unui cîmp centrifugal.

Pornind de la ecuaţia lui Bernoulli şi de la conservarea momentului unghiular, căderea de presiune în amplificator [12] este :

$$\Delta P_{total} = \frac{\rho}{2}\left\{\frac{1}{S_{ieş}^2}(Q_c + Q_j)^2 + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{S_c^2} \times \left[\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 - 1\right] \times \left(\frac{Q_c^2}{Q_c + Q_j}\right)^2\right\}, \qquad (7)$$

fiind suma a două componente :

$$\Delta P_t = \Delta P_1 + \Delta P_2,$$

unde :

ΔP_1 este componenta datorită contribuţiei jetului de comandă ;

ΔP_2 — componenta care include fenomenele de strat limită şi de forfecare cu o pondere mai mare la receptorul de ieşire.

Factorul de amplificare în aceleaşi condiţii este :

$$A_p = \frac{\Delta P}{\Delta P_c} = \left(\frac{Q_c}{Q_c + Q_j}\right)^2 \left[\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 - 1\right] +$$

$$+ \left(\frac{S_c}{S_{ieş}}\right)^2 \left(\frac{Q_c + Q_j}{Q_c}\right)^2, \qquad (8)$$

unde :

$S_{ieş}$ este aria transversală fictivă a jetului la ieşirea din amplificator, prin care se ia în considerare pierderile datorite turbulenţei şi forfecării din stratul limită, la ieşirea amplificatorului ;

S_c — secţiunea ajutajului comandă ;

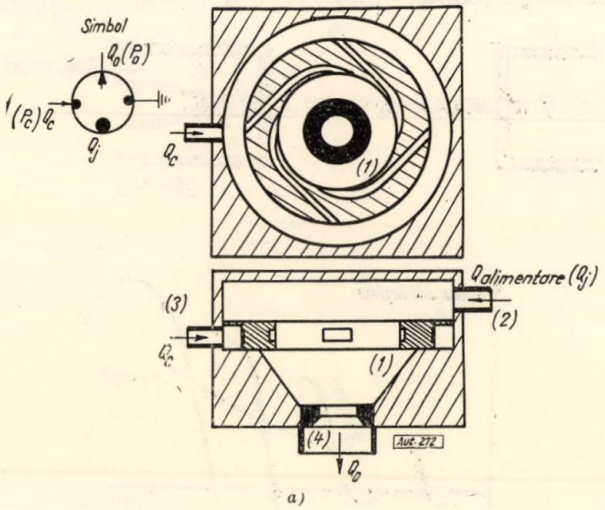
r_1, r_2 — razele camerei de turbionare în dreptul ajutajului de comandă, respectiv al receptorului de ieşire ;

Q_c, Q_j — debitul de comandă, respectiv de putere.

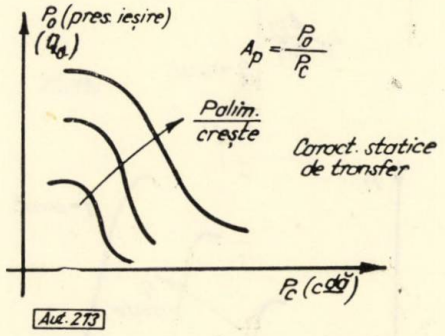
Amplificarea elementului depinde de parametrii geometrici ai camerei de turbionare, ai ajutajelor de comandă şi alimentare, ai receptorului, precum şi de direcţia jetului de comandă faţă de jetul de forţă.

În figura 3 *b* se reprezintă caracteristicile statice ale amplificatorului cu turbionare, de unde se constată că debitul de la ieşire este invers proporţional cu presiunea de comandă.

Procesul de turbionare care are loc în camera *1* duce la efecte adiţionale (de antrenare, de forfecare), iar în dreptul conductei de ieşire, turbionul bidimensional se transformă într-unul tridimensional. În funcţionarea amplifica-



a)



b)

Fig. 3

torului apar trei regimuri de scurgere caracterizate prin ecuaţiile cîmpului de viteze [10] :

$$\omega_i = \omega_1 \cdot \left(\frac{r_1}{r_i}\right)^n ; \quad U_i = U_1 \cdot \left(\frac{r_1}{r_i}\right)^{n-1}, \qquad (9)$$

unde :

$n=0$ — pentru distribuţia turbionării libere cu conservarea momentului unghiurilor (de la viteze foarte mici şi viscozităţi neglijabile) ;

$n=1$ — pentru viteze tangenţiale constante ;

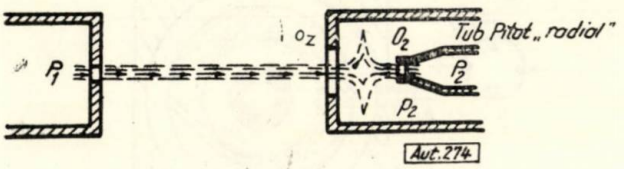
$n=2$ — pentru distribuţia turbionării forţate la viteze foarte mari cînd masa de lichid se roteşte ca un corp solid.

2.4. *Modulatorul de impact*

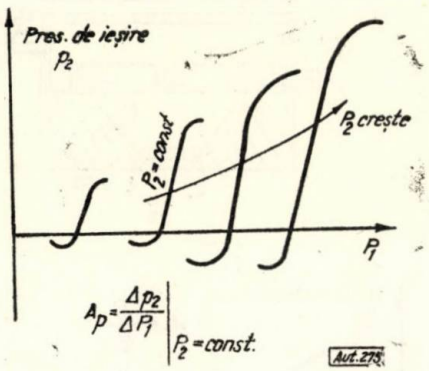
Cele mai multe dintre amplificatoarele fluidice îşi găsesc un analog mai mult sau mai puţin formal în domeniul electronicii (vezi § 4). Totuşi deoarece curgerea fluidului şi fenomenele legate de ea sînt de natură mecanică, anumite

principii ale mecanicii pot fi utilizate direct la realizarea unor amplificatoare fluidice.

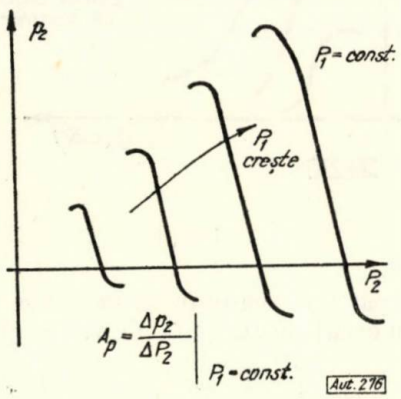
Astfel, funcţionarea modulatorului de impact se bazează pe principiul mecanic al echilibrării forţelor, tradus prin echilibrarea a două jeturi de forţă axiale, opuse, care se ciocnesc (fig. 4*a*).



a)



b)



c)

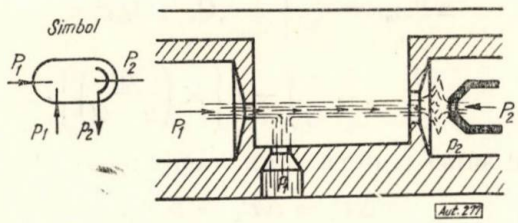
Fig. 4

Jetul radial din punctul de impact colectat în canalul de recepţie, formează ieşirea amplificatorului. Dacă unul din jeturile de forţă este afectat, în aşa fel încît să-şi schimbe puterea (sau densitatea fluxului cantităţii de mişcare), poziţia de echilibru precum şi parametrii jetului radial se modifică. Această modificare se poate sesiza direct printr-un tub Pitot situat transversal faţă de axa de impact sau prin presiunea din camera de impact, măsurată cu un tub Pitot „radial". Acesta se compune (fig. 4*a*) dintr-o cavitate cu două orificii coaxiale O_2 şi o_2 servind ca ajutaj de putere, respectiv pentru colectarea jetului radial rezultat în urma impactului. Alegînd una din presiunile P_1 sau P_2 constante se pot obţine două cazuri de funcţionare distincte. Astfel:

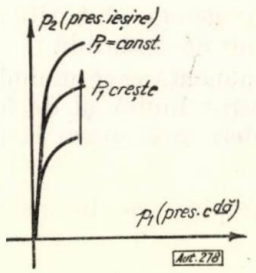
a) dacă presiunea P_2 este constantă şi presiunea de intrare P_1 variabilă, pentru creşteri ale semnalului P_1, creşte valoarea presiunii de ieşire (amplificări pozitive, fig. 4*b*);

b) dacă presiunea P_1 este constantă şi se modifică P_2 la mărirea semnalului de intrare P_2, se înregistrează scăderea presiunii de ieşire (amplificare negativă, fig. 4*c*).

Acest principiu este folosit pentru proiectarea a două tipuri constructive care diferă prin metoda de modulare a unuia dintre jeturile de putere, cu semnalul de intrare [10], [11].

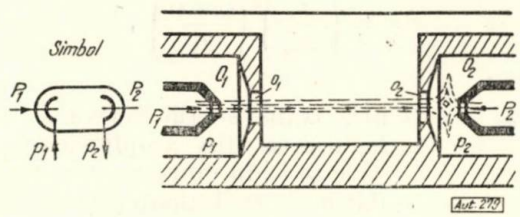


a)

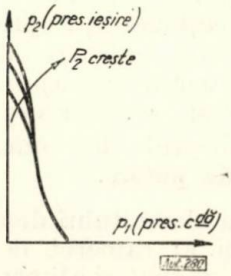


b)

Fig. 5



a)



b)

Fig. 6

Modulatorul de impact transversal (fig. 5*a*) este un amplificator cu amplificare negativă în care semnalul de intrare se introduce sub forma unui jet de comandă transversal care deviază

unul din jeturile de putere, ceea ce duce la scăderea puterii acestuia la punctul de echilibru cauzînd o scădere importantă a semnalului de ieşire. Impedanţa de intrare are o valoare constantă determinată de parametrii ajutajului de comandă. În figura 5*b* sînt prezentate caracteristicile statice ale acestui amplificator.

La modulatorul de impact direct (fig. 6*a*), poziţia de echilibru a impactului se deplasează în urma aplicării unui semnal de presiune de intrare p_1, inelar, distribuit în exteriorul unuia dintre jeturile de putere P_1 sau P_2, semnal care modifică distribuţia fluxului momentului cantităţii de mişcare al jetului respectiv. Ca urmare, la o creştere relativ mică a presiunii de comandă, ce „focalizează" jetul de forţă, se înregistrează o creştere însemnată (amplificare pozitivă) a presiunii de ieşire. Semnalele de comandă pot fi pozitive cum şi negative (depresiuni), iar impedanţa de intrare poate lua valori foarte mari.

Pentru o formă specială a ajutajului O_1 şi a orificiului o_1 şi pentru valori particulare ale presiunilor $P_1 - P_2 - p_1$, jetul P_1 poate umple toată secţiunea o_1, încît debitul q_1 este nul, dar impedanţa de intrare are valoare infinită.

Alura caracteristicilor statice ale elementului se poate urmări în figura 6*b*.

Factorul de amplificare depinde de un complex de parametri geometrici şi funcţionali, dintre care evidenţiem combinaţia presiunilor de forţă P_1, P_2, presiunea de referinţă din spaţiul dintre cavităţi (de obicei P_{atm}) parametrii geometrici ai orificiilor O_1, O_2 (D_1, D_2), ai cavităţilor (d_1, d_2), distanţa dintre cavităţi (l) :

$$A_p = \frac{\partial p_2}{\partial p_1} \cong \frac{\Delta p_2}{\Delta p_1} = \Phi\,[P_1/P_2, d_1, d_2, D_1, D_2, l]. \quad (10)$$

Amplificatoarele fluidice cu acţiune continuă prezentate au pus în evidenţă principiile de funcţionare ale acestora fără a epuiza întreaga gamă a posibilităţilor de realizare constructivă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Todd, K. W. *Mechanical relay of the fluid jet type.* British patent application, mai 1940.

[2] *Fluid amplifier symposium*, vol. 1. The Diamond Ordonance Fuze Laboratories, oct 1962.

[3] *Second international fluidics conference*, Cranfield, 1966.

[4] Fox, H. L. *About realibility of fluid amplifiers.* Joint automatic control conference, 1964.

[5] Dexter, A. M. *An analog pure fluid amplifier.* Fluid jet control devices symposium, 1962.

[6] Peperone, S. I., Katz, S. *Gain analysis of the proportional fluid amplifier.* DOFL, oct 1962.

[7] Tilburg, W. R. *Development of a proportional amplifier for multistage operation.* Harry Diamond Lab. Fluid Amplification symposium, vol. 2, mai 1964.

[8] Zisfein, M. B., Curtiss, H. A. *A high gain proportional fluid state flow amplifier.* H. D. L. Fluid Ampl. symp., mai 1964.

[9] Mayer, A. E., Moker, P. *Control characteristics of vortex volves.* H.D.L. Fluid Ampl. symp., mai 1964.

[10] Bjornsen, B. G. *The impact modulator.* Research and development division, Johnson Service Company.

[11] Lechner, T. I., Sorensen, P. H. *Some properties of direct and transverse impact modulators.*

[12] Glaettli, J. H. *Advances in compacters*, vol. 4. New York, 1966.

[13] Florea, S., Dumitrache, I. *Elemente de execuţie hidraulice şi pneumatice.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[14] Florea, S., Dumitrache, I. *Amplificatoarele fluidice interconectate.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1968, p. 11—16.

[15] Kirshner, J. *Fluid amplification.* New York, 1966.

Ing. L. VAISMAN

Echipament de telereglare şi telemăsură ciclică pentru telemecanizarea centralelor hidroelectrice automatizate complex

În urma elaborării la I.R.M.E. a unui aparataj perfecţionat de automatizare (dispozitive de încărcare automată a agregatului în funcţie de consemn, repartitoare de putere activă şi reactivă, regulatoare de putere în funcţie de nivel, dispozitive de automatizare a stavilelor etc.), a devenit posibilă trecerea de la automatizarea la nivel de grup, practicată în mod exclusiv pînă în prezent la centralele hidroelectrice din ţara noastră, la automatizarea lor la nivel de centrală.

Aceasta înseamnă că, din punctul de vedere al conducerii operative, centrala se comportă ca un singur agregat, de putere egală cu suma puterilor grupurilor instalate, al cărui regim este determinat prin două mărimi : valorile de consemn pentru puterea activă şi puterea reactivă. O dată introduse aceste mărimi, dispozitivele automate asigură respectarea lor în condiţii de maximă eficienţă şi siguranţă.

Reducerea volumului operaţiilor de conducere permite centralizarea într-un singur punct a comenzii unui mare număr de hidrocentrale. Astfel, de exemplu, în timp ce telemecanizarea celor 10 centrale de pe Bistriţa, din aval de Piatra Neamţ, în varianta automatizării lor la nivel de grup, presupunea controlul permanent a 24 de agregate, care nu se putea executa

decît de la două puncte distincte de dispecer, în urma introducerii automatizării complexe este suficient un singur punct de comandă, cu un volum de operaţii mai redus decît oricare dintre punctele din varianta precedentă. În acelaşi timp, acest mod de centralizare permite şi automatizarea activităţii operative, prin preluarea ei, în perspectivă, de către un calculator central.

În faţa acestor condiţii tehnologice noi, s-a pus problema elaborării unui echipament adecvat telemecanizării centralelor hidroelectrice automatizate complex, care să se adapteze conducerii centralizate a mai multor centrale, dispuse pe acelaşi curs de apă, atît de către personal, cît şi, în perspectivă, de către un calculator operativ. Echipamentul realizat ca prototip în anul 1967 şi produs în serie în anul următor, denumit tip TELEMARC (echipament de TELEMAsură şi teleReglare Ciclică), este prezentat succint în cele ce urmează.

Determinarea structurii echipamentului

Analiza condiţiilor tehnologice pentru o serie de hidrocentrale caracteristice, cu cîte două şi patru agregate, a condus la concluzia că de la punctul de dispecer trebuie transmis spre fiecare centrală (în sensul denumit în cele ce urmează sens de comandă) următorul volum de informaţii :

— 2 consemne de telereglare pentru puterile totale activă şi reactivă ;

— 1—2 comenzi pentru stabilirea regimului de funcţionare a centralei ;

— 25—35 cereri de telemăsură a diverşi parametri electrici şi neelectrici ;

— 4—12 comenzi de scurtă durată pentru obiecte bipoziţionale.

În legătură cu acest volum sînt necesare unele precizări de tehnologie sau de terminologie.

Consemnele de telereglare se introduc în dispozitivele de automatizare din centrale în formă analogică. Cu toate acestea, este necesară transmiterea lor în formă numerică, atît datorită avantajelor de transmisie, cît şi pentru a facilita conducerea centralei prin calculator în viitor.

Din acest ultim motiv şi pentru siguranţă se impune ca mărimile de consemn să fie transmise în permanenţă, excluzîndu-se memorizarea lor prin elemente electromecanice. Pentru a permite soluţii unitare, indiferent de datele concrete ale fiecărei centrale, consemnele pentru telereglare se exprimă adimensional, în unităţi relative de încărcare.

Comenzile pentru stabilirea regimului se referă la modul de funcţionare al centralei din punct de vedere energetic. Prin esenţa lor, ele determină regimuri, adică procese de foarte lungă durată şi de aceea, din motivele arătate, este preferabilă transmiterea lor permanentă, excluzînd memorizarea prin contacte.

În volumul indicat pentru cererile de telemăsură, prima valoare reprezintă un maxim pentru centralele cu două grupuri, a doua — pentru cele cu patru grupuri. În legătură cu acestea trebuie menţionat că analiza tehnologică a arătat că este suficient să se poată urmări prin cerere cîte o singură mărime telemăsurată o dată, pentru fiecare centrală, însă trebuie să existe posibilitatea urmăririi concomitente a mărimii cerute în fiecare dintre centralele comandate din acelaşi punct.

Volumul de comenzi cu durată limitată a impulsului este determinat în special de instalaţiile electrice de racordare a centralei la sistemul energetic. Cerinţele impuse faţă de aceste comenzi sînt cele uzuale în telemecanizările energetice.

În sensul de la centrală spre punctul de dispecer (denumit în cele ce urmează sens de supraveghere) este necesar următorul volum de informaţii :

— 5—6 telemăsuri permanente pentru principalii parametri de exploatare ;

— 28—40 telesemnalizări de obiecte bipoziţionale ;

— 25—35 telemăsuri la cerere ;

— 25—35 telesemnalizări de confirmare a execuţiei cererii de telemăsură.

Din motivele expuse în legătură cu consemnele de telereglare, pentru telemăsuri este necesar un mod identic de transmisie şi de exprimare.

Volumul de telesemnalizări de obiecte bipoziţionale, care se referă la diferite utilaje tehnologice, nu depinde practic de numărul de grupuri din centrală. Volumul de telesemnalizări de confirmare a execuţiei cererii de telemăsură, indispensabil pentru identificarea mărimii afişate la punctul de dispecer, depinde de acesta, şi anume cifrele indicate (25—35) sînt respectiv pentru centrale cu două şi cu patru grupuri.

Analiza datelor de mai sus a condus la stabilirea structurii echipamentului de telemecanică. Pentru sensul de supraveghere, modul optim de funcţionare este, evident, cel ciclic. În sensul de comandă, principala funcţie a echipamentului fiind cea de telereglare, pentru care este, de asemenea, preferabilă funcţionarea ciclică, s-a recurs şi pentru el la această soluţie. Ea corespunde pe deplin şi pentru transmiterea comenzilor de stabilire a regimului, precum şi pentru cererile de telemăsură. Funcţionarea ciclică a acestora elimină : necesitatea memorizării prin contacte la ambele capete ale transmisiei ; blocajele pentru împiedicarea cuplării concomitente a mai multor traductoare sau aparate ; comanda specială pentru anularea cererii în curs. În aceste condiţii, comenzile de aparataj de comutaţie, singurele care prin

esenţa lor funcţionează aritmic, trebuie să se înscrie în modul de funcţionare ciclică a întregului echipament, acceptînd o oarecare creştere a duratei de transmisie.

Din datele de mai sus se observă că un singur tip de echipament poate acoperi necesităţile ambelor categorii de centrale, cu două şi cu patru grupuri, dacă pentru cererile de telemăsură se adoptă o soluţie în care volumul aparaturii nu depinde sensibil de numărul de cereri.

În sfîrşit, în privinţa organizării reţelei de transmisie a informaţiilor, radial sau de-a lungul unei linii, prima, în ipoteza unei funcţionări punct-la-punct, prezintă indici superiori faţă de o soluţie cu echipament unic la punctul de dispecer şi funcţionare prin interogare. Ea nu este limitată în nici un fel, din punct de vedere al traficului, şi oferă în acelaşi timp maximul de siguranţă. Cel mai grav defect apărut poate conduce cel mult la pierderea controlului asupra unei singure centrale. Aparent paradoxal, soluţia punct-la-punct realizează şi o economie însemnată de canale faţă de cazul reţelei liniare. Într-adevăr, la volumul de informaţii expus şi duratele de transmisie admisibile din punct de vedere funcţional, mesajele telemecanice pot fi transmise printr-un canal telegrafic duplex, cu lăţimea de bandă de 120 sau 240 Hz pentru fiecare sens. Acesta poate fi plasat cu un minim de mijloace tehnice în partea superioară a benzii vocale a canalului telefonic care trebuie să existe în mod obligatoriu între fiecare centrală şi punctul de dispecer, adică telemecanica nu măreşte necesarul de canale faţă de exploatarea normală a hidrocentralelor. Această soluţie este uzuală în energetică [1].

De asemenea, dacă se ţine seamă de exigenţele siguranţei în funcţionare, care impun dublarea tuturor părţilor comune în cazul echipamentului unic la punctul de dispecer, probabil că şi indicii economici favorizează soluţia punct-la-punct, fără a mai aminti avantajele implicite ale simplităţii şi claritătii în exploatare.

Principiile de bază ale echipamentului

În linii generale, cea mai mare parte a soluţiilor adoptate pentru sensul de supraveghere al echipamentului TELEMARC, precum şi cele privind funcţionarea ciclică a sensului de comandă, au fost utilizate şi într-un echipament de telemăsură, descris anterior [2], şi prezintă garanţia unei exploatări neîntrerupte timp de peste doi ani, cu rezultate excelente. Considerînd cunoscute performanţele acestuia şi terminologia adoptată în descrierea citată, în cele ce urmează se va insista numai asupra particularităţilor echipamentului TELEMARC, rezultate din condiţiile diferite pe care el trebuie să le satisfacă.

În vederea reducerii lăţimii benzii ocupate de canalul de telemecanică, pentru ambele sensuri ale echipamentului s-a adoptat un cod binar, materializat ca transmisie prin deplasare de frecvenţă.

În acest scop s-a trecut la un sistem de sincronizare ciclică cu mesaj de timp intercalat în cel informaţional. La ambele capete ale unui sens de transmisie sînt prevăzute baze de timp. Pentru a se menţine pretenţiile reduse faţă de precizia şi stabilitatea acestora, baza de timp de la recepţie este repusă în fază, prin ştergerea divizorului de frecvenţă, cu cea de la emisie la fiecare termen.

Criteriul de sincronizare pe termen îl constituie o schimbare obligată de semnal, plasată în ultimul moment al termenului. Astfel, primele şapte momente transmit informaţiile utile, al optulea serveşte pentru control, prin completarea la imparitate a numărului de semnale 1 conţinute în termen, iar al nouălea şi ultimul transmite întotdeauna un semnal complementar faţă de momentul al optulea. În acest mod la începutul ultimului moment al fiecărui termen este creat un front de impuls pozitiv sau negativ, folosit pentru sincronizare. Plasarea lui pe o poziţie precisă şi controlul acesteia la recepţie reduc în mod substanţial probabilitatea perturbării sincronizării, permiţînd în acelaşi timp realizarea cu mijloace simple a unui sistem de alarmare în caz de desincronizare.

Sincronizarea pe ciclu este realizată cu ajutorul unui termen în decursul căruia se transmit numai semnale *1*.

Sfîrşitul lui este marcat de un semnal 0, impus pe durata primului moment al termenului următor. În consecinţă, semnalul de sincronizare constă în nouă momente cu informaţie *1* (10, în cazul în care termenul care îl precede prezintă informaţie *1* pe ultimul său moment) , iar în restul ciclului se pot cumula consecutiv cel mult opt asemenea informaţii. Pentru cazul special al canalelor cu nivel ridicat de perturbaţii s-a prevăzut posibilitatea măririi pînă la doi termeni a duratei semnalului de sincronizare pe ciclu.

Recunoaşterea semnalului de sincronizare pe ciclu este realizată la recepţie de un numărător acţionat de semnalele *1* şi şters pe durata semnalelor 0 recepţionate din linie.

Pentru ambele sensuri de transmisie a informaţiilor s-a adoptat viteza telegrafică de 100 bauzi, care conduce la durata momentului de 10 ms şi a termenului de 90 ms, fiind prevăzută şi posibilitatea reducerii vitezei la 50 bauzi cu dublarea corespunzătoare a duratelor. Transmisia se realizează prin canale telegrafice cu deplasare de frecvenţă, cu lăţime de bandă de 240 Hz, care respectă prevederile CCITT.

Sensul de comandă

Pentru mai buna înţelegere a funcţionării sensului de comandă al echipamentului TELEMARC se va reaminti, foarte succint, desfăşurarea operaţiilor logice de emisie şi recepţie.

În mare, partea de emisie (fig. 1) conţine un generator de impulsuri, care constituie baza de timp locală, un distribuitor de momente, cu ajutorul căruia se transmit informaţiile conţinute în momentele unui termen, un distribuitor de termeni care asigură transmiterea succesivă a termenilor din ciclu, şi diverse organe de introducere a informaţiilor, direct sau în formă codificată.

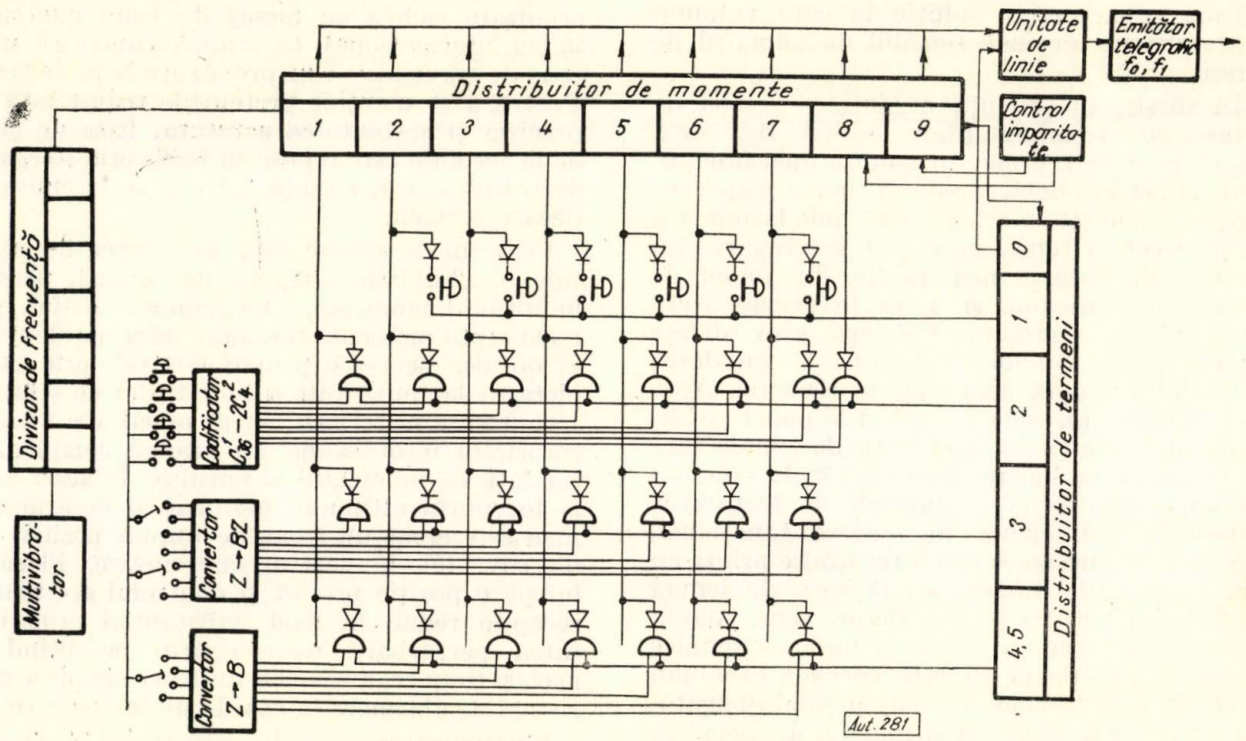


Fig. 1. Schema bloc a părţii de emisie a sensului de comandă.

Generatorul de impulsuri constă într-un multivibrator cu frecvenţa stabilă de 12,8 kHz, urmat de şapte celule binare de divizare a frecvenţei, care servesc pentru reducerea erorii de defazaj atunci cînd multivibratoarele de la emisie şi recepţie sînt în opoziţie de fază. El atacă distribuitorul de momente care are nouă paşi şi funcţionează în inel. După fiecare străbatere a celor nouă paşi, distribuitorul de momente comandă avansarea distribuitorului de termeni, cu o structură similară şi care are şase paşi. Ieşirile distribuitorului de momente, precum şi pasul 0 al distribuitorului de termeni, comandă printr-o unitate de linie emiţătorul telegrafic inclus în echipament. Semnalele de la ieşirile distribuitorului de momente sînt condiţionate de organele de introducere a informaţiilor şi de o unitate de control de imparitate.

Pe toată durata în care distribuitorul de termeni se găseşte pe pasul său 0, în linie se emite semnal *1*, realizîndu-se astfel impulsul lung de sincronizare pe ciclu a echipamentelor. Pe pasul *1* al distribuitorului de termeni se aplică potenţial la organele de introducere a informaţiilor care se transmit prin primele şapte momente ale acestui termen. Starea lor determină starea semnalelor la ieşirile distribuitorului de momente, care comandă prin unitatea de linie semnalele emise de echipament. Informaţia emisă în momentul al optulea este astfel introdusă de către unitatea de control de imparitate, încît să completeze la imparitate numărul de semnale *1* emise anterior în cadrul termenului. Aceeaşi unitate introduce în momentul al nouălea un semnal complementar celui din momentul precedent, asigurînd astfel frontul de corectare a bazei de timp de la recepţie. La ieşirea distribuitorului de momente de pe pasul *9* şi revenirea pe pasul *1*, el comandă trecerea distribuitorului de termeni pe pasul *2*. Se creează astfel condiţii de emitere a informaţiilor care se transmit prin termenul *2*; funcţionarea continuă în mod similar, pînă la terminarea ciclului, şi în ciclurile următoare. În schema bloc (fig. 1) s-au indicat diferitele posibilităţi de introducere a informaţiilor : direct, prin contacte; de la un codificator combinatoric; de la convertoare zecimal-binar zecimal sau zecimal-binar natural.

Partea de recepţie a sensului de comandă (fig. 2) conţine, în principiu, un generator de

impulsuri, un distribuitor de momente şi un distribuitor de termeni, similare celor de la emisie, un grup de memorii intermediare în care se înregistrează temporar informaţiile recepţionate din linie în scopul prelucrării lor, şi cinci grupuri de memorii de termen în care se

Bistabilii care alcătuiesc memoriile de termen pot comanda direct relee, organe de afişaj cu comutaţie statică, decodificatoare cuplate cu matrice de execuţie etc.

Ciclul în sensul de comandă al echipamentului TELEMARC conţine cinci termeni de informa-

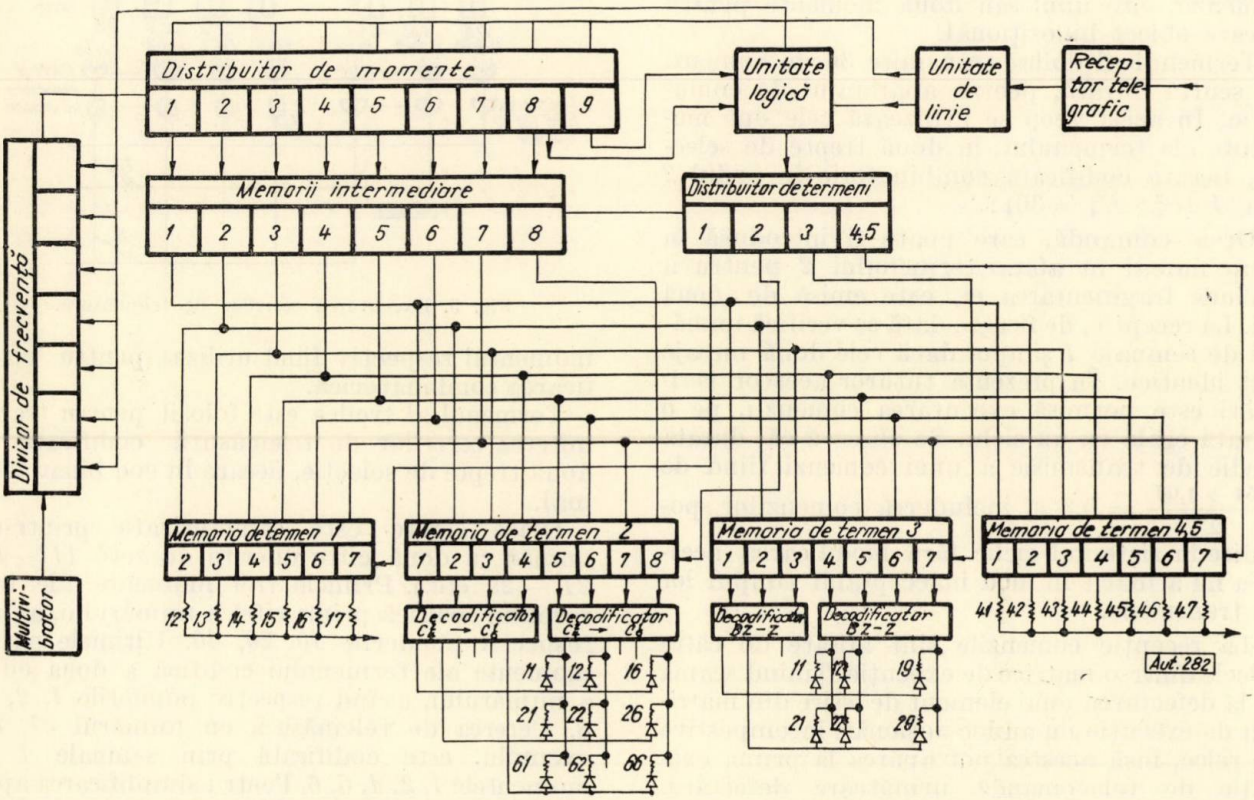


Fig. 2. Schema bloc a părţii de recepţie a sensului de comandă.

înregistrează ciclic informaţiile transmise prin termenul respectiv.

În generatorul de impulsuri de la recepţie, divizorul de frecvenţă este prevăzut cu circuite de ştergere, pentru a face posibilă refazarea lui periodică.

Informaţiile sosite din linie, după prelucrarea corespunzătoare în unitatea de linie, sînt citite cu ajutorul distribuitorului de momente şi înregistrate în memoriile intermediare. În momentul al optulea se efectuează controlul de imparitate şi, dacă acesta indică o recepţie corectă, se creează condiţii pentru formarea pasului corespunzător al distribuitorului de termeni, care comandă transferul informaţiilor din memoria intermediară în memoria de termen aferentă.

Corectarea fazei generatorului de impulsuri este realizată în fiecare termen de către frontul de impuls de la începutul ultimului moment, care şterge pe scurtă durată divizorul de frecvenţă. Impulsul lung de sincronizare pe ciclu este discriminat de un bloc special din unitatea de linie şi aduce toată schema de recepţie în starea iniţială.

ţie şi un termen de sincronizare, reprezentaţi schematic în figura 3, şi are o durată de 0,54 s.

Primul termen, care transmite numai şase informaţii, deoarece primul său moment are

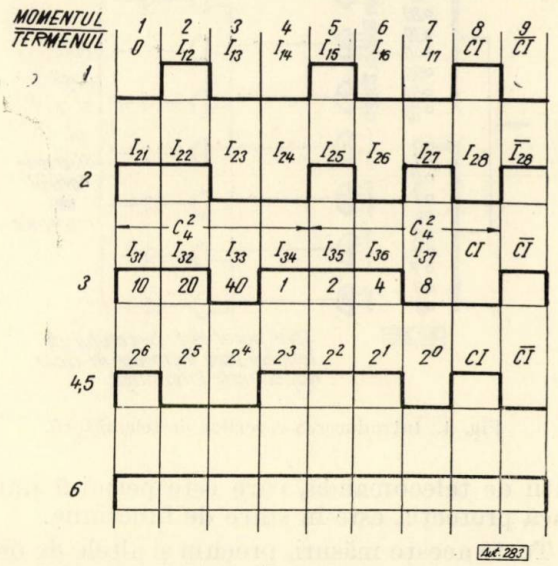


Fig. 3. Structura ciclului de comandă; *CI* — control de imparitate.

în mod obligatoriu semnal 0 de marcare a terminării sincronizării pe ciclu, este utilizat pentru comenzile de stabilire a regimului de funcţionare a centralei, denumite şi comenzi permanente. Acestea sînt codificate în cod de poziţie, putîndu-se afecta, în funcţie de importanţa comenzii, cîte unul sau două momente pentru fiecare obiect bipoziţional.

Termenul al doilea transmite 36 de comenzi de scurtă durată, pentru aparatajul de comutaţie. În acest scop se utilizează cele opt momente ale termenului, în două trepte de selecţie, fiecare codificată combinatoric în codul *2* din *4* ($C_4^2 \times C_4^2 = 36$) :

Orice comandă, care poate fi introdusă în timp numai în afara termenului *2* pentru a exclude fragmentarea ei, este emisă de două ori. La recepţie, de fiecare dată se verifică numărul de semnale *1* şi apoi dacă cele două mesaje sînt identice. În prezenţa tuturor acestor verificări este permisă executarea comenzii, pe o durată egală cu un ciclu. Se observă că, durata medie de transmisie a unei comenzi fiind de $\frac{0{,}54 + 1{,}08}{2} = 0{,}8$ s, includerea comenzilor sporadice în sistemul ciclic fără modificarea acestuia nu a mărit în mod inacceptabil timpul lor de transmisie.

La recepţie comenzile sînt afişate de către releele dintr-o matrice de execuţie. Ţinînd seamă că la defectarea unui element de ieşire din matricea de execuţie nu au loc acţionări intempestive de relee, însă acestea pot apărea la prima execuţie de telecomandă următoare defectării, concomitent cu aceasta s-a prevăzut un bloc de protecţie împotriva acţionării simultane a mai multor relee. Starea de funcţionare a acestui bloc este verificată înaintea oricărei exe-

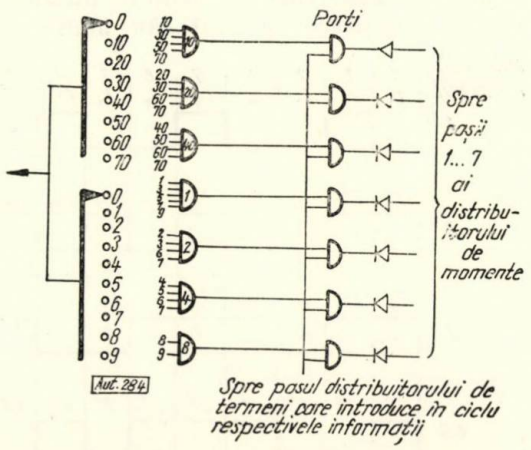


Fig. 4. Introducerea cererilor de telemăsură.

cuţii de telecomandă, care este permisă numai dacă protecţia este în stare de funcţiune.

Toate aceste măsuri, precum şi altele de ordin constructiv care nu au fost amintite aici, verificate în exploatarea îndelungată a unui tip de echipament de telecomandă aritmică [3] conduc la un grad ridicat de siguranţă a transmisiei comenzilor de aparataj de comutaţie. Evident ele compensează cu mult controlul de imparitate la care s-a renunţat în acest termen,

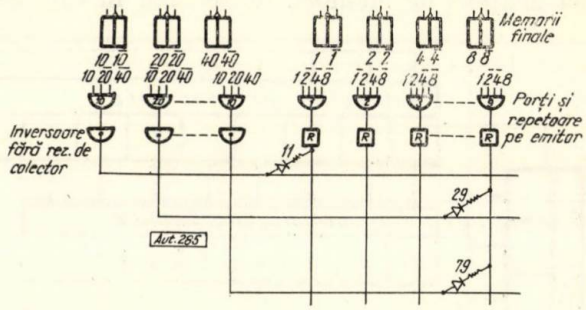


Fig. 5. Executarea cererilor de telemăsură.

momentul respectiv fiind utilizat pentru codificarea combinatorică.

Termenul al treilea este folosit pentru transmiterea cererilor de telemăsură codificate în două trepte de selecţie, fiecare în cod binar zecimal.

Orice cerere este caracterizată printr-un număr cu două cifre diferite de zero (*11—19*, *21 — 29* etc.). Primele trei momente ale termenului codifică prima cifră a numărului, avînd respectiv ponderile *10*, *20*, *40*. Ultimele patru momente ale termenului codifică a doua cifră a numărului, avînd respectiv ponderile *1*, *2*, *4*, *8*. Cererea de telemăsură cu numărul *37*, de exemplu, este codificată prin semnale *1* în momentele *1*, *2*, *4*, *5*, *6*. Pentru simplificarea aparatajului, cererile de telemăsură sînt introduse cu ajutorul a două comutatoare rotative, corespunzătoare celor două cifre ale numerelor de cod, şi al unui codificator zecimal-binar zecimal (fig. 4). Transmisia unei cereri se repetă pe toată durata în care comutatoarele se găsesc în poziţia dată.

Deoarece cu primele trei momente ale termenului se pot codifica cifrele *1* — *7*, sistemul permite transmiterea a pînă la 63 de cereri. La recepţie, memoriile finale ale termenului *3* se cuplează la un decodificator binar-zecimal-zecimal care acţionează o matrice de execuţie prevăzută cu relee (fig. 5).

Releul care a acţionat cuplează, prin contactele sale, traductorul aferent respectivei cereri la convertorul analog-numeric din sensul de supraveghere al echipamentului TELEMARC. Mărimea măsurată de traductor este transmisă printr-un termen special, destinat telemăsurii la cerere, din ciclul de supraveghere. Se observă că schemele de codificare, decodificare, execuţie sînt foarte simple şi respectă cerinţa amintită mai sus ca materialele utilizate să depindă în mică măsură de numărul de cereri.

Termenii *4* şi *5* sînt destinaţi pentru transmiterea consemnelor de telereglare pentru puterile activă şi reactivă. În acest scop cele

şapte momente ale lor sînt folosite în cod binar natural cu ponderile *64, 32, ... 2, 1.*

Din cele *127* de trepte de cuantificare posibile se utilizează numai *125*, deci cu o precizie de $\pm$ 0,4%, considerabil mai bună decît a aparatajului de reglare automată din centrale. Trebuie amintit că la acesta se adoptă în mod deliberat o anumită insensibilitate, pentru a evita solicitările inutile ale utilajului energetic.

Ciclurile de comandă se transmit printr-un canal telegrafic cu frecvenţa 3 120 $\pm$ 60 Hz.

Sensul de supraveghere

Acest sens este realizat după aceleaşi principii cu sensul de comandă.

Ciclul în sensul de supraveghere al echipamentului TELEMARC conţine 15 termeni de informaţie şi un termen de sincronizare şi are o durată de 1,44 s.

Din aceştia, şase sînt folosiţi pentru transmiterea a 41 de telesemnalizări de obiecte bipoziţionale, folosind cod de poziţie. Fiecare semnalizare este notată printr-un număr cu două cifre, din care prima reprezintă termenul şi a doua momentul (*12—17, 21—27, 61—67*). La recepţie, semnalizările sînt executate de relee, cu ale căror contacte se realizează afisajul optic şi acustic necesar. Pentru a evita riscurile pătrunderii tensiunilor periculoase în echipament s-au prevăzut relee de separare şi la introducerea telesemnalizărilor.

Un alt termen este utilizat pentru a telesemnaliza cererea de telemăsură care este executată în centrală. Modul de codificare şi de afişare este identic cu cel adoptat pentru cererea de telemăsură (prin termenul *2* al ciclului de comandă). Astfel, în cazul introducerii cererii cu cod *37*, luată ca exemplu mai sus, la executarea ei în centrală, în termenul respectiv din ciclul de supraveghere se transmit semnale *1* pe aceleaşi momente *1, 2, 4, 5, 6.* La punctul de dispecer este acţionat releul cu denumire *37.* Contactele acestuia, pe de o parte, cuplează aparatul de afişaj indicat pentru telemăsura cerută la convertorul numeric-analogic comandat de ieşirea memoriilor finale ale termenului afectat în acest scop şi, pe de altă parte, realizează semnalizarea optică a mărimii cerute : localizare, domeniu de măsurare, unitate de măsură etc.

Alţi şase termeni sînt ocupaţi cu transmiterea, practic continuă, a unor mărimi care trebuie cunoscute în permanenţă de către personalul de la punctul de dispecer şi care, în perspectivă, vor sta la baza calculului regimului de funcţionare de către calculator.

Un alt termen este afectat transmiterii telemăsurilor la cerere, pentru acele mărimi care interesează numai în mod sporadic. Transmiterea acestora prin ciclul de supraveghere elimină necesitatea unui canal special.

Performanţele părţii de măsură din echipamentul TELEMARC sînt cele expuse anterior [2]. În urma elaborării între timp a aparatajului care converteşte valorile în formă adimensională transmise de echipament în mărimi în unităţi fizice, cu capătul de scară dorit [4], a devenit posibil şi afişajul numeric ale telemăsurilor. Această soluţie este îndeosebi eficientă pentru telemăsurile la cerere, la care ea reduce la unul numărul de aparate de afişaj, simplificînd la maximum citirile.

Un ultim termen din ciclu este prevăzut ca rezervă, putînd fi ocupat ulterior cu oricare dintre tipurile de informaţii de supraveghere.

Ciclurile de supraveghere se transmit printr-un canal cu frecvenţă 2 640 $\pm$ 60 Hz.

Realizarea constructivă

Elementele folosite pentru realizarea echipamentului TELEMARC, soluţiile de alimentare, soluţiile constructive şi verificările la care au fost supuse sînt cele din [2]. Dat fiind volumul mai mare implicat de schimbul bilateral de informaţii, echipamentul a fost dispus în cîte un dulap metalic avînd dimensiunile 800 $\times$ 800 $\times$ 2 140 pentru centrală (pentru a se adapta tipizării actuale în energetică) şi 800 $\times$ 500 $\times$ 2 140 pentru punctul de dispecer.

În fiecare dulap, în afară de partea logică, sînt instalate : sursele de alimentare necesare, echipamentul complet de canal telegrafic (inclusiv, în caz de necesitate, filtrele pentru funcţionarea pe acelaşi canal telefonic de convorbire operativă), releele de introducere şi afişare.

Dată fiind importanţa sporită a telemecanicii ca o verigă în bucla complexă de circulaţie a informaţiilor, în echipament s-au prevăzut o serie de dispozitive pentru uşurarea operaţiilor de verificare şi depanare la faţa locului. În fiecare dulap este montat un set de memorii finale care comandă şapte becuri dispuse în ordinea momentelor în termen. Cu ajutorul lor poate fi vizualizat, termen cu termen, codul emis sau recepţionat de către fiecare sens al echipamentului.

În partea de emisie a părţii de telemăsură s-a prevăzut posibilitatea verificării pe fiecare termen a convertorului analog-numeric, prin introducerea unor tensiuni variabile, măsurabile precis, şi compararea cu exprimarea lor binară vizualizată pe becuri.

În partea de recepţie a părţii de telemăsură s-a prevăzut posibilitatea introducerii locale a oricărei ponderi sau combinaţii de ponderi dorite pentru a se verifica în acest mod indicaţiile aparatajului de afişare.

În sfîrşit, în fiecare dulap este posibilă cuplarea, în curent continuu, a emisiei locale cu

recepţia locală, ceea ce permite localizarea rapidă a eventualelor defecte fără a fi necesare intervenţii concomitente la ambele capete ale canalului de transmisie.

Caracteristici tehnice

— Funcţionarea : ciclică pentru comandă şi supraveghere, sincronizare ciclică, cu semnale pe termen şi ciclu.
— Capacitatea în sensul de comandă :
— consemne de telereglare 2 ;
— comenzi permanente bipoziţionale 6 ;
— comenzi de aparataj simple 36 ;
— cereri de telemăsură pînă la 63 ;
în sensul de supraveghere :
— telesemnalizări bipoziţionale 41 ;
— telesemnalizări de execuţie a cererilor de telemăsură pînă la 63 ;
— telemăsuri la cerere pînă la 63 ;
— telemăsuri permanente 6 ;
— termeni de rezervă 1.
— Viteza telegrafică de transmisie 100 bauzi.
— Durata ciclului : de comandă 0,54 s ;
de supraveghere 1,44 s.
— Precizia exprimării numerice : 7 cifre binare.
— Precizia transmisiei telemăsurilor :
conversia analog-numerică 0,5 % ;
conversia numeric-analogică 0,2 % ;
afişaj numeric 0 — 0,8 %
— Introducerea telemăsurilor de la traductoare 10 V/3 kΩ.
— Transmisia prin deplasare de frecvenţă :
sensul de comandă 3 120 ± 60 Hz ;
sensul de semnalizare 2 640 ± 60 Hz.
— Nivele : emise — 1.....0 N ; recepţie — 5,7 N.
— Alimentare : 220 V c.a. ± 15 %, circa 0,5 A.
— Domeniul de temperatură 0 — 40° C.
— Gabarite 800 × 500 (800) × 2 140 mm.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pulsford, H. E. şi Gunning, P. F. *Developments in power-system control.* I : Proceedings of the IEE, 114, nr. 8, p. 1139 — 1148.
[2] Vaisman, L., Sasu, In. *Echipament de telemăsură ciclică numerică pentru instalaţiile energetice.* În : Automatica şi Electronica, 11, nr. 1, 1967, p. 10 — 17.
[3] Vaisman, L. ş.a. *Echipament de telemecanică cu elemente fără contacte pentru instalaţiile energetice.* În : Automatica şi Electronica, 9, nr. 4, 1965, p. 177 — 184.
[4] Sasu, I. *Convertor binar-zecimal cu mai multe scări pentru afişajul numeric al informaţiilor de telemăsură.* În : Automatica şi Electronica, 12, nr. 5, 1968, p. 224—227.

Ing. I. SASU

Convertor binar-zecimal cu mai multe scări pentru afişajul numeric al informaţiilor de telemăsură

În anul 1965, în cadrul M.E.E., a fost elaborat echipamentul de telemăsură ciclică numerică denumit TELECIN [1]. Echipamentul utilizează numai elemente de comutare statice şi este destinat punctelor de dispecer energetice.

La echipamentul TELECIN, în forma sa iniţială, afişajul mărimilor de telemăsură se realizează analogic cu aparate indicatoare sau înregistratoare cu un curent pînă la 30 mA, adică în tehnica obişnuită de pînă acum din punctele de dispecer.

Dat fiind însă faptul că transmiterea informaţiilor de telemăsură se face nmeric, în cod binar natural cu şapte ordine, echipamentul TELECIN dispune de calităţile necesare afişajului numeric.

Afişajul numeric, deşi mai costisitor decît cel analogic în situaţiile în care se cere o afişare individuală a mărimilor, prezintă o serie de avantaje de necontestat faţă de acesta din urmă :

— se măreşte precizia informării prin eliminarea erorilor de conversiune numeric-analogică, a erorilor datorite clasei aparatului de măsură, precum şi a erorilor de citire ;

— se permite înregistrarea directă a datelor cu maşini de imprimat ;

— afişajul numeric apare ca foarte avantajos în cazul telemăsurilor la cerere, cînd cu un consum suplimentar relativ redus de materiale se înlătură obişnuitele aparate de măsură de tablou şi se obţine în acelaşi timp o informare precisă şi clară pe un organ de afişaj unic.

În anul 1967 s-a studiat şi elaborat un sistem de conversiune binar-zecimal pentru afişajul numeric al telemăsurilor, adaptabil echipamentului TELECIN. În cele ce urmează se prezintă pe scurt sistemul realizat.

Problema numărului de cifre şi de scări de măsură

Echipamentul de telemăsură ciclică numerică TELECIN transmite mărimile în formă numerică, în exprimare binară cu şapte ordine. Aceasta înseamnă că tensiunea continuă, care se obţine de la traductoarele de introducere şi care în forma ei continuă, analogică, poate avea o infinitate de valori intermediare, este împărţită în scopul transmiterii, într-un număr de trepte. Valoarea instantanee a tensiunii este codificată ca numărul treptei din care face parte, în formă binară. Echipamentul TELECIN utilizează pentru transmiterea unei mărimi 125 de trepte din cele 127 posibil de exprimat cu şapte ordine binare, deci la postul de recepţie mărimea transmisă este primită sub forma unui număr binar cuprins între valorile 0000000 şi

1111101, ceea ce corespunde în sistemul zecimal numerelor întregi 0...125.

Cum orice număr zecimal întreg cuprins între 0 şi 125 poate fi reprezentat prin cel mult trei cifre zecimale, apare evident ca suficient acest număr de cifre pentru afişajul numeric al telemăsurilor.

Reproducerea numerică a rezultatelor telemăsurării pune, de asemenea, problema obţinerii scării absolute pentru fiecare mărime. Aici apar dificultăţi speciale datorită faptului că traductoarele de introducere dau toate aceeaşi tensiune nominală de ieşire (10 V în cazul traductoarelor funcţionînd cu echipamentul TELECIN), indiferent de valoarea nominală a mărimii primare. Pentru exemplificare, fie următoarele trei mărimi primare : o tensiune de 220 kV, un curent putînd varia în limitele de la 0 la 600 A şi o putere care variază de la 0 la 315 MW. De la traductoarele de introducere, pentru fiecare dintre valorile maxime ale mărimilor primare, se obţine aceeaşi tensiune de 10 V. Aceşti 10 V sînt convertiţi în numărul binar 1111101, care este transmis şi recepţionat în această formă. El corespunde numărului zecimal 125. Or, acest număr 125 reprezintă în primul caz 220 kV, în al doilea 600 A şi în al treilea 315 MW. Rezultă deci că pentru afişajul zecimal al mărimilor trebuie introduşi anumiţi coeficienţi în vederea obţinerii scării absolute.

Într-o exprimare generală, coeficienţii respectivi sînt de forma : $k \cdot 10^n$ (n = număr întreg).

Factorul 10^n se obţine practic extrem de simplu prin deplasarea virgulei în raport cu cifrele.

Factorul k poate avea orice valoare reală în limitele decadei. În cazul sistemului de afişaj realizat s-au considerat suficiente valorile întregi 1, 2...8 pentru coeficientul k, pe această cale obţinîndu-se scările absolute :

125 250 375 500 625 750 875 999 (1 000), precum şi cele reprezentînd multiplii cu 10^n ai acestor numere.

Orice mărime transmisă, pentru care valoarea maximă coincide cu capătul de scară stabilit mai sus, se afişează fără a interveni vreo eroare suplimentară şi fără a se modifica tensiunea nominală a traductoarelor.

Pentru mărimile a căror valoare maximă este diferită de numerele de mai sus trebuie să se modifice tensiunea de ieşire a traductoarelor în vederea obţinerii capătului de scară absolut. De exemplu, fie mărimea primară care variază în limitele 0...315 MW. După cum se observă, valoarea maximă 315 se încadrează între capetele de scară 250 şi 375. În acest caz, pentru afişarea mărimii considerate se face o multiplicare cu 3 ($3 \cdot 125 = 375$ cap de scară corespunzător tensiunii nominale de 10 V a traductorului), iar capătul de scară real 315 se obţine reglînd tensiunea de ieşire a traductorului la valoarea $(315 : 375) \cdot 10$ V = 8,4 V, adică micşorînd tensiunea nominală de ieşire a traductorului cu 16%.

Prin acest procedeu, care este de fapt inevitabil în practică, se produce şi o mărire a erorii de cuantificare. Într-adevăr, urmărind în continuare exemplul de mai sus se constată că, întrucît treapta de cuantificare rămîne tot de 80 mV [1], valoarea maximă 315 este transmisă sub forma unui număr de 8,4 V : 0,08 V = 105 trepte în loc de 125. Eroarea de cuantificare este acum $(\pm 0{,}04 \text{ V} : 8{,}4 \text{ V}) \cdot 100 = \pm 0{,}48\%$ faţă de $\pm 0{,}4\%$.

Un calcul elementar arată că eroarea maximă de cuantificare în situaţia cea mai defavorabilă nu depăşeşte $\pm 0{,}8\%$, în cazul utilizării soluţiilor expuse mai sus.

Prezentarea convertorului binar-zecimal

Convertorul binar-zecimal realizat are la bază principiul numărării simultane, cu un numărător binar şi unul zecimal, a numărului de trepte de cuantificare reprezentînd valoarea informaţiei de telemăsură recepţionate. Avantajul acestui sistem de conversiune constă în uşurinţa cu care se pot obţine multiplicările de scară prin alegerea convenabilă a raportului de frecvenţe de impulsuri aplicate celor două numărătoare.

Conversiunea din cod binar în cod zecimal se face, pentru fiecare termen de telemăsură, pe durata termenului următor.

Schema-bloc a convertorului binar-zecimal, dată în figura 1, conţine: generatorul de impulsuri pentru comanda numărătoarelor, porţile de transfer al informaţiei de telemăsură din memoriile intermediare în numărătorul binar, numărătorul binar cu şapte celule, numărătorul zecimal format din trei numărătoare decadice conectate în cascadă, divizorul de frecvenţă comandat prin care se stabileşte raportul frecvenţelor de comandă a numărătoarelor şi unitatea logică care realizează coordonarea funcţionării. De asemenea, pentru fiecare telemăsură afişată individual, mai există cîte trei grupe de memorii finale şi trei grupe de decodificatoare binar zecimal-zecimal (cîte o grupă pentru fiecare cifră).

Funcţionarea este următoarea : la momentul potrivit, după aplicarea unei ştergeri generale prin care se aduc numărătoarele la zero, se transferă informaţia de telemăsură din memoriile intermediare în numărătorul binar cu şapte celule. Transferul se face în paralel. Din motive de simplitate şi pentru ca numărătorul binar să numere normal, crescător, în acesta din urmă se introduce nu numărul binar reprezentînd valoarea înscrisă în memoriile intermediare ci complementul acestui număr. Prin aceasta, aplicînd impulsuri de comandă

la intrarea numărătorului binar, el va număra crescător pornind de la numărul complementar înscris, iar în momentul în care se atinge valoarea maximă numărătorul va fi parcurs un număr de paşi egal cu numărul reprezentînd valoarea mărimii de telemăsură.

După efectuarea transferului se cuplează generatorul de impulsuri la divizorul de frecvenţă care prin cele două ieşiri ale sale emite impulsuri, respectiv pentru comanda numărătorului binar şi a celui zecimal. Raportul dintre frecvenţa impulsurilor de comandă a numărătorului zecimal şi frecvenţa impulsurilor de comandă a numărătorului binar este, după caz, un

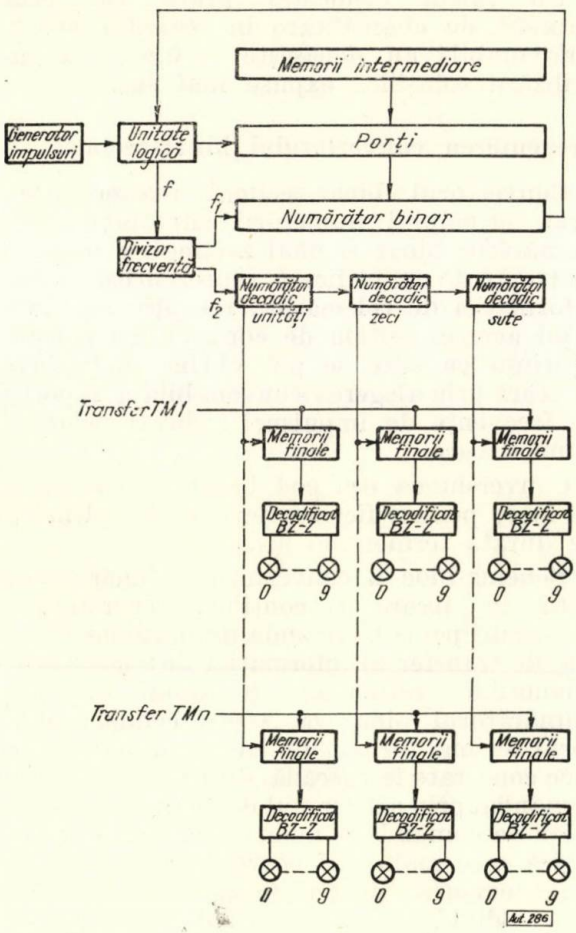


Fig. 1

număr întreg cuprins între 1 şi 8. Cele două numărătoare încep numărarea simultan, cel binar pornind de la numărul înscris, iar cel zecimal pornind de la zero. În momentul în care numărătorul binar ajunge cu numărarea la valoarea maximă se emite un semnal de oprire care decuplează generatorul de impulsuri. În această situaţie, în numărătorul zecimal rămîne înscris numărul reprezentînd valoarea mărimii telemăsurate, exprimată în scara potrivită. Urmează transferul informaţiei din numărătorul zecimal în memoriile finale de termen şi, prin decodificarea respectivă, afişajul valorii în formă zecimală cu trei cifre.

Comutarea de la un termen de telemăsură la altul este însoţită de selectarea adecvată a scării de măsură, a poziţiei virgulei şi a unităţii de măsură ce defineşte mărimea.

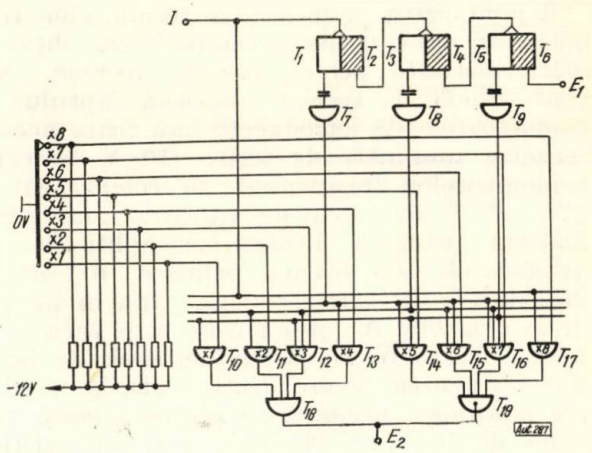


Fig. 2

Durata maximă a conversiunii binar-zecimale nu depăşeşte durata unui termen de telemăsură (90 ms la echipamentul TELECIN).

Elementele constitutive sînt circuite logice cu transistoare de tipul celor utilizate în echipamentul TELECIN.

În figurile 2 şi 3 se reprezintă respectiv schema bloc şi diagrama de funcţionare a divizorului de frecvenţă. Acesta este alcătuit dintr-un numărător binar cu trei celule, fiecare celulă comandînd cîte un element de timp, conectate ca în figură, şi din opt elemente NICI prevăzute

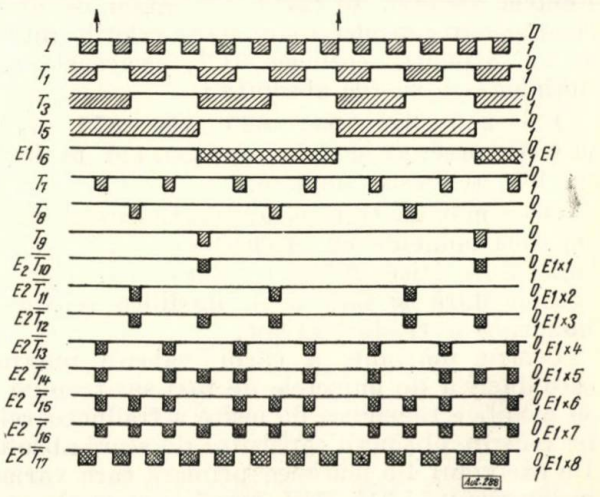


Fig. 3

cu intrări de coincidenţă comandate. Urmărind modul în care sînt conectate elementele în schemă şi diagrama de impulsuri, se observă că, aplicînd impulsuri la intrarea *I*, raportul numă-

rului de impulsuri obţinute la ieşirea E_2 faţă de numărul de impulsuri obţinute la ieşirea E_1 este un număr întreg cuprins între 1 şi 8, valoarea raportului selectîndu-se prin comanda cu semnal 0 pe intrarea de coincidenţă a porţii corespunzătoare.

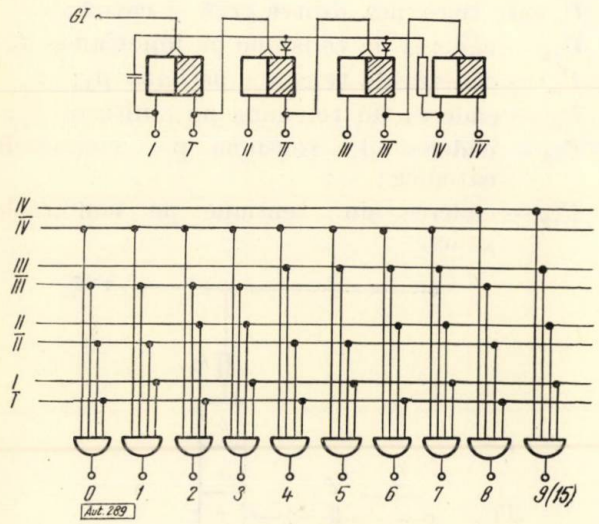


Fig. 4

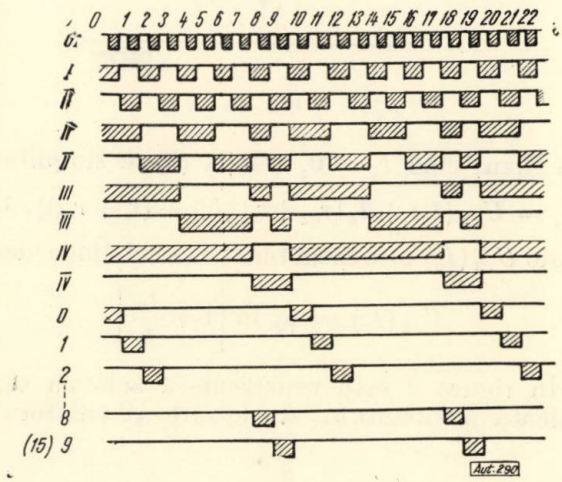


Fig. 5

În figura 4 este reprezentată schema-bloc a unui numărător decadic cu decodificatorul binar-zecimal-zecimal aferent. După cum se observă numărătorul decadic este de fapt un numărător binar cu patru celule al cărui ciclu natural de 16 paşi este scurtat la 10 paşi prin reacţia realizată cu ajutorul unei rezistenţe, a unei capacităţi şi a două diode, pe pasul *9*. Într-adevăr, numărarea se produce normal pînă la pasul *8* inclusiv, cînd în cele patru celule este conţinut numărul 1000 = 8. Datorită reacţiei, următorul impuls de comandă în loc să aducă numărătorul în starea 1001 = 9, îl aduce în starea 1111 = 15. Un nou impuls face ca numărătorul să revină la starea iniţială 0000 = 0, deci ciclul s-a închis. Decodificarea în sistem zecimal se realizează cu cele 10 elemente NICI figurate. Diagrama funcţionării este dată în figura 5.

Organele optice de afişaj utilizate sînt unităţi luminoase cu proiecţie folosind becuri cu incandescenţă de tensiune joasă (6,3 V).

Concluzii

Principiul numărării simultane în sistem binar şi zecimal, folosit la realizarea convertorului binar-zecimal prezentat, face ca acesta să fie foarte potrivit pentru afişajul numeric al informaţiilor de telemăsură datorită uşurinţei cu care se obţin diversele scări de măsură.

Faptul că procesul conversiunii are loc succesiv în timp nu reprezintă un inconvenient în cazul telemăsurii ciclice, deoarece pentru fiecare mărime transmisă există la dispoziţie un interval de timp în care se poate executa conversiunea egal cu durata termenului.

Sistemul descris este mai ales adecvat atunci cînd se prevede afişajul telemăsurilor la cerere, pe un organ optic comun.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vaisman, L. şi Sasu, I. *Echipament de telemăsură ciclică numerică pentru instalaţiile energetice.* In: Automatica şi Electronica, nr. 1, 1967, p. 10 — 17.

Ing. A. SILARD

Analiza unor aspecte ale comutaţiei tiristoarelor GTO

Apărute relativ recent, tiristoarele GTO („gate turnoff" sau cu stingere pe grilă) şi-au găsit o largă aplicabilitate, simplificînd considerabil circuitele în care sînt folosite [1], [5], [6]. Alături de celelalte elemente semiconductoare cu structura p-n-p-n (diodele de comutaţie, fototiristoarele etc.), tiristoarele GTO constituie o clasă de semiconductoare cu un specific aparte, ce necesită o analiză minuţioasă şi multilaterală.

În articol sînt prezentate rezultate ale analizei teoretice şi ale studiului experimental, în legătură cu unele probleme de comutaţie a tiristoarelor GTO de medie putere (2 A). Analiza teoretică, precum şi interpretarea unor rezultate experimentale, s-au făcut pornind de la particularităţile tehnologice şi de principiu ale acestui tip de tiristoare. Problemele comune tiristoarelor GTO şi tiristoarelor obişnuite, care permit doar aprinderea pe grilă, n-au mai fost reluate.

Analiza teoretică s-a efectuat folosind metoda sarcinii [8]. S-a renunţat la prezentarea acestei metode, ea fiind descrisă în lucrările de specialitate.

Metodele folosite în măsurări, simple de altfel, sînt asemănătoare celor descrise în [1].

1. Consideraţii teoretice rezultate din datele experimentale preliminare

Caracteristica principală a tiristorului GTO este coeficientul de stingere (dezamorsare) $\varkappa$ [1]:

$$\varkappa = \frac{I'_G}{I_a} = \frac{\alpha_p - (1 - \alpha_n)}{\alpha_n}, \qquad (1)$$

unde :

- I'_G este curentul de comandă pe grilă, necesar stingerii tiristorului (fig. 1);
- I_a — curentul anodic;
- α_p — factorul de transfer al curentului pentru transistorul component $p-n-p$;
- α_n — factorul de transfer pentru transistorul component $n-p-n$.

Valorile tipice pentru $\varkappa$ au fost de 0,1 — 0,2, dar se pot obţine valori mergînd pînă la 0,02. În acest ultim caz însă, căderea de tensiune pe tiristor creşte pînă la 3—4 V.

Adesea în loc de $\varkappa$, se foloseşte coeficientul $K = \frac{1}{\varkappa}$ [1].

Caracteristica de intrare statică a tiristorului poate fi exprimată prin relaţia :

$$U_G = U_{J3}(I_G, I_a) + U_{rb}(I_G, I_a) + U_{re}(I_G, I_a) + U_{k3}(I_G, I_a) + U_{k2}(I_G), \qquad (2)$$

unde :

- U_G este tensiunea dintre grilă şi catod;
- U_{J3} — căderea de tensiune pe joncţiunea J_3;
- U_{rb} — căderea de tensiune pe baza p_2;
- U_{re} — căderea de tensiune pe emiterul n_2;
- U_{k3} — căderea de tensiune pe contactele catodice;
- U_{k2} — căderea de tensiune pe contactele grilei.

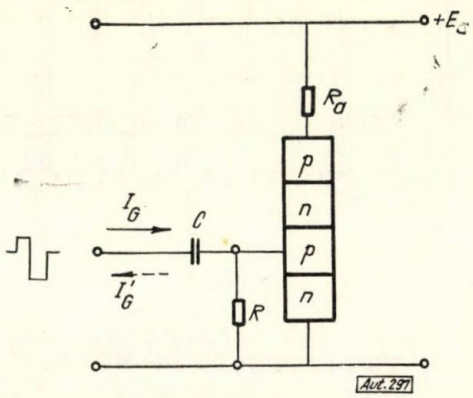


Fig. 1.

În cazul cînd $I_a = 0$, relaţia (2) se simplifică :

$$U_G = U_{J3}(I_G) + I_G[r_{k2} + r_{b1}(I_G) + (r_e + r_{k3})], \qquad (2')$$

unde $U_{J3}(I_G)$ este caracteristica unei diode ideale

$$U_{J3}(I_G) = \varphi_T \ln\left[1 + \frac{I_G}{I_0}\right].$$

În figura 2 este reprezentată schema echivalentă a circuitului de intrare al tiristorului

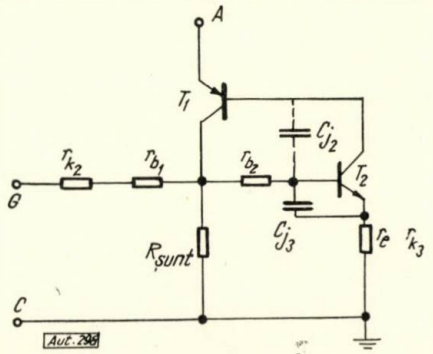


Fig. 2.

GTO. După cum se poate remarca, rezistenţa bazei p_2 este reprezentată simbolic prin două rezistenţe : r_{b1} şi r_{b2}. Rezistenţa r_{b1} este funcţie de curentul de grilă I_G, iar r_{b2}, de curentul anodic I_a. Cînd $I_a = 0$, atunci rezistenţa totală a

bazei p_2 este aproximativ egală cu rezistenţa r_{b1}, fapt de care s-a ţinut seamă în ecuaţia (2′). Această rezistenţă scade o dată cu creşterea curentului I_G.

În cazul cînd $I_G = 0$ şi $I_a \neq 0$, adică cînd tiristorul conduce, rezistenţa totală a bazei p_2 este egală cu r_{b2}, şi ste cu atît mai mică, cu

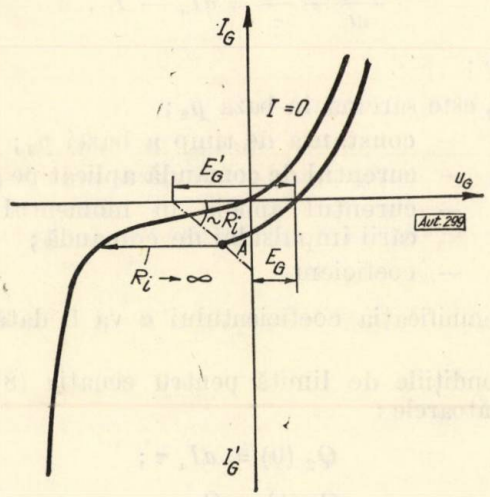


Fig. 3. Caracteristicile de intrare ale tiristorului :

E_G – tensiunea generatorului la amorsare ; E'_G – tensiunea generatorului la stingere ; A – momentul terminării impulsului de blocare.

cît curentul anodic are o valoare mai mare. La stingerea tiristorului, cînd I_G are o valoare negativă, rezistenţa r_{b2} creşte o dată cu scăderea curentului anodic.

Procesele statice care au loc atunci cînd comanda tiristorului se face cu un curent continuu diferă substanţial de cele dinamice. În acest ultim caz, un interes practic deosebit prezintă problema determinării variaţiei în timp a sarcinii din bază, adică problemele inerţiei tiristorului. Cînd procesele au un caracter dinamic, toţi termenii ecuaţiilor (2) şi (2′) variază în timp.

Din experienţele efectuate, vizînd problemele dezamorsării (stingerii) tiristoarelor GTO, au rezultat următoarele concluzii preliminare :

1. Rezistenţa de intrare a tiristorului în stare de conducţie în momentul aplicării impulsului de blocare este de aproximativ 30 — 40Ω şi nu depinde de curentul anodic.

2. Rezistenţa de intrare a tiristorului în stare de conducţie în momentul premergător trecerii în stare de blocare este de aproximativ 100 — 130 Ω.

3. Dacă s-a produs stingerea tiristorului, iar impulsul de comandă nu s-a întrerupt încă, atunci punctul de lucru se deplasează brusc pe linia corespunzătoare rezistenţei de ieşire a generatorului de impulsuri şi se fixează pe caracteristica inversă a joncţiunii J_3 (fig. 3).

4. Cu cît rezistenţa internă R_i a generatorului de impulsuri este mai mare, cu atît caracteristicile dinamice de intrare ale tiristorului au o pantă mai lină. În cazul cînd R_i are o valoare mare, punctul de lucru trece pe ramura inversă a caracteristicii joncţiunii J_3 şi ocupă locul corespunzător tensiunii cu o valoare mai mare pe joncţiune. În cazul cînd blocarea tiristorului este dirijată de la un generator de curent, atunci punctul de lucru se deplasează pe o linie orizontală (fig. 3).

2. Amorsarea tiristoarelor GTO pe electrodul de comandă

În principiu, tabloul proceselor fizice ce au loc la amorsarea tiristoarelor GTO nu se deosebeşte de cel care caracterizează amorsarea tiristoarelor obişnuite. Aceste probleme sînt descrise pe larg în literatura de specialitate [6], [7]; unele deosebiri ce apar în rezultatele finale nu sînt esenţiale.

După cum este cunoscut [6], timpul de amorsare al tiristoarelor se împarte în două : timpul de întîrziere (t_d), determinat de timpul necesar stocării în baza p_2 a sarcinii critice θ_{min}, şi timpul de creştere (t_r), în decursul căruia curentul anodic I_a creşte de la 0,1 la 0,9 din valoarea lui nominală. Unii autori [7] împart în trei perioade timpul de amorsare al tiristorului : după t_r, urmează timpul de răspîndire t_s, în decursul căruia curentul atinge valoarea lui nominală, iar din punct de vedere fizic are loc o scădere a densităţii curentului anodic, ca urmare a creşterii „canalului" conductor format lîngă grilă în momentul aplicării impulsului de comandă. La sfîrşitul timpului de răspîndire, conduce întreaga suprafaţă a regiunii catodice.

Inerţia tiristorului este caracterizată prin timpul de întîrziere t_d, în decursul căruia are loc stocarea sarcinii excedentare a purtătorilor minoritari pînă la o valoare critică Q_{min}, care asigură condiţiile de deblocare a joncţiunii J_2 şi începutul creşterii în avalanşă a curentului anodic I_a. Curentul de comandă I_G necesar amorsării tiristorului se poate determina din relaţia :

$$I_G = \frac{dQ_2}{dt} + \frac{Q_2}{\tau_H}, \tag{3}$$

unde :

Q_2 este sarcina în baza p_2 ;

τ_H — constanta de timp a stocării.

Pentru rezolvarea ecuaţiei (3) se efectuează transformările Laplace, după care se obţine :

$$Q_2(t) = I_G \cdot \tau_H \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_H}\right)\right], \tag{4}$$

În cazul cînd se cunoaşte durata impulsului de comandă t_i, relaţia (4) se poate transcrie :

$$I_{G\,min} = \frac{Q_{2\,min}}{\tau_H \left[1 - \exp\left(-\frac{t_i}{\tau_H}\right)\right]}, \tag{5}$$

unde $I_{G\,min}$ este curentul minim de comandă care asigură stocarea în baza p_2 a sarcinii $Q_{2\,min}$ necesară amorsării.

Dacă t_i tinde la infinit, curentul de comandă I_G tinde spre o valoare staţionară, determinată de relaţia :

$$I_{G0} = \frac{Q_{2min}}{\tau_H} = \text{const.} \tag{6}$$

Atunci, ţinînd seamă de această relaţie, (5) se poate retranscrie astfel :

$$I_{G\,min}(t_i) = \frac{I_{G0}}{1-\exp\left(-\frac{t_i}{\tau_H}\right)}. \tag{7}$$

Acestei relaţii îi corespunde curba experimentală din figura 4. După cum se poate observa, de la o valoare destul de mare a duratei impulsului, curentul de comandă I_G necesar amorsării tiristorului nu mai depinde de t_i şi are o valoare constantă care este dată de relaţia (6).

Cunoscînd funcţia $I_G = f(t_i)$ pentru curentul anodic nominal I_a, se poate determina valoarea curentului de comandă pe grilă, necesar amorsării tiristorului.

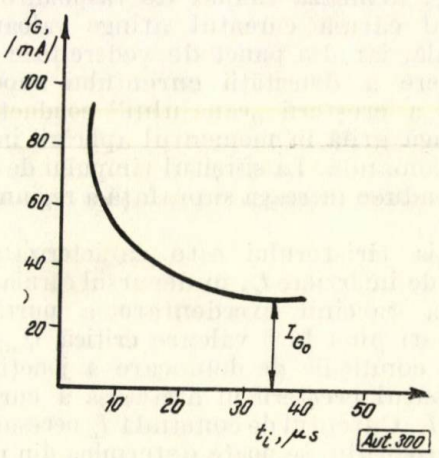


Fig. 4.

3. Stingerea tiristorului pe electrodul de comandă

Pentru stingerea tiristoarelor este necesară îndepărtarea din baza p_2 a unei anumite cantităţi de sarcină şi reducerea sarcinii excedentare totale la o valoare critică Q_{min}, asigurîndu-se astfel condiţiile de polarizare în sens invers a joncţiunilor J_2 şi J_3 [1], [6].

Procesul scăderii sarcinii pînă la o valoare Q_{min} şi stingerii tiristoarelor GTO este supus influenţei unui şir de factori, unii dintre aceştia fiind legaţi de proprietăţile caracteristicii de intrare şi de parametrii semnalului de comandă, iar alţii fiind determinaţi de mărimea şi de caracterul sarcinii din circuitul anodic. Pe lîngă aceşti factori, asupra procesului de stingere al tiristoarelor îşi exercită influenţa tensiunea anodică U_a şi temperatura cristalului.

Cînd stingerea tiristoarelor GTO are loc prin aplicarea unui impuls de comandă pe grilă, atunci prin analogie cu ecuaţia (3) se poate scrie :

$$\frac{dQ_2}{dt} + \frac{Q_2}{\tau} = aI_a - I'_G, \tag{8}$$

unde :

Q_2 este sarcina în baza p_2 ;
τ — constanta de timp a bazei p_2 ;
I'_G — curentul de comandă aplicat pe grilă ;
I_a — curentul anodic în momentul aplicării impulsului de comandă ;
a — coeficient.

Semnificaţia coeficientului a va fi dată mai jos.

Condiţiile de limită pentru ecuaţia (8) sînt următoarele :

$$Q_2(0) = aI_a\,\tau ; \tag{9}$$

$$Q_2(t_i) = Q_{2\,min}. \tag{10}$$

Transcriind ecuaţia (8) în formă operaţională, se obţine :

$$sQ_2(s) - sQ_2(0) + \frac{Q_2(s)}{\tau} = aI_a - I'_G, \tag{11}$$

de unde :

$$Q_2(s) = \frac{aI_a - I'_G + sQ_2(0)}{s + \frac{1}{\tau}}. \tag{11'}$$

Efectuînd transformarea inversă Laplace, se obţine :

$$Q_2(t) = \tau(aI_a - I'_G) - [(aI_a - I'_G)\,\tau - Q_2(0)]\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \tag{12}$$

Dacă se ia în considerare condiţia de limită (10), atunci relaţia (12) se poate transcrie astfel :

$$Q_2(t_i) = Q_{2\,min} = aI_a\,\tau - I'_G\,\tau + I'_G\,\tau\exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right), \tag{13}$$

de unde :

$$I'_G = \frac{a\tau I - Q_{min}}{\tau\left[1-\exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right)\right]} = \frac{aI_a - \frac{Q_{min}}{\tau}}{1-\exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right)}. \tag{14}$$

Cînd t_i tinde spre infinit, atunci a are semnificaţia coeficientului de stingere $\varkappa$.

Dacă se ţine seamă de faptul că $\frac{Q_{min}}{\tau} \approx I_H$

(unde I_H este curentul de menţinere al tiristorului), relaţia (14) capătă forma :

$$I'_G = \frac{\varkappa I_a - I_H}{1-\exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right)}. \qquad (15)$$

Pentru un tiristor valorile $\varkappa$ şi I_H sînt date, astfel încît dacă I_a are o valoare bine determinată, numărătorul relaţiei (15) este o constantă :

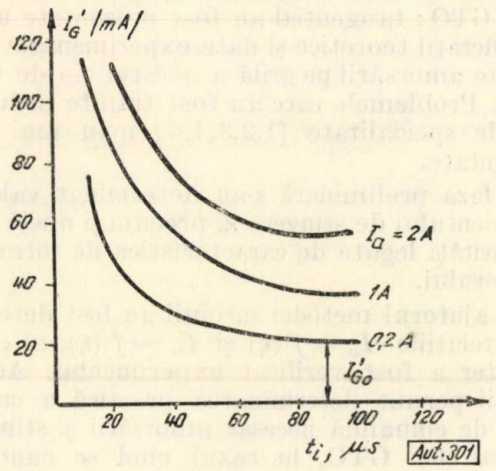


Fig. 5

$$\varkappa I_a - I_H = I'_{G0} \qquad (16)$$

şi relaţia (15) se poate transcrie sub forma :

$$I'_G = \frac{I'_{G0}}{1-\exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right)}. \qquad (15')$$

În cazul cînd $t_i \ll \tau$, relaţia (15') se simplifică :

$$I'_G \approx \frac{I'_{G0}\,\tau}{t_i}. \qquad (15'')$$

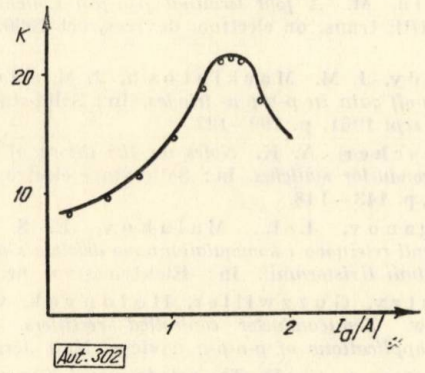


Fig. 6

Forma dependenţei curentului de comandă I'_G de durata impulsului exprimată de relaţia (15') este asemănătoare celei obţinute pentru cazul cînd are loc amorsarea tiristorului (relaţia (7)).

Curbele experimentale, corespunzătoare relaţiei analitice (15'), sînt prezentate în figura 5. Ca şi în cazul mai sus discutat (cap. 2) al amorsării tiristoarelor, curentul de comandă I_G nu mai depinde de durata impulsului aplicat, de la o anumită valoare a acestuia, ci este aproximativ constant (I_{G0}).

Cunoaşterea funcţiei $I'_G = f(t_i)$ pentru un curent anodic strict determinat permite evaluarea mărimii curentului de comandă necesar pentru stingerea tiristorului, în cazul cînd se cunoaşte t_i. Tot pe această cale se poate afla valoarea sarcinii Q_{min} la care trebuie redusă sarcina excedentară din p_2 pentru a asigura stingerea tiristorului.

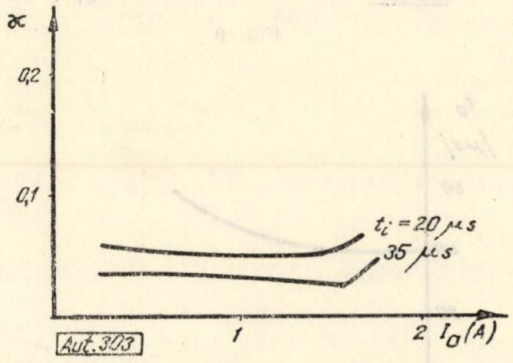


Fig. 7

În figura 6 este reprezentată variaţia coeficientului K în funcţie de curentul anodic. Descreşterea lui K de la o anumită valoare a curentului anodic I_a se explică prin pierderea de către grilă a capacităţii de comandă. Aceste fenomene au loc la valori mari ale curentului anodic.

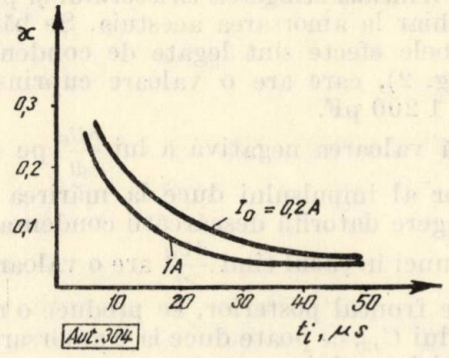


Fig. 8

În figura 7 este prezentată funcţia $\varkappa = f(I_a)$ pentru două valori ale duratei impulsurilor, iar figura 8 relevă caracterul dependenţei de durata impulsurilor a coeficientului de stingere $\varkappa$.

Tot pe cale experimentală s-a determinat şi relaţia $I'_G = f(I_a)$ care este o dreaptă cu coeficientul unghiular egal cu $\varkappa$. Curentul I_a = =25 mA, reprezentat pe abscisă, este curentul de menţinere al tiristorului (fig. 9).

Toate aceste determinări experimentale au relevat justeţea premiselor teoretice şi în acelaşi timp sînt explicate de ele.

S-a constatat experimental influenţa pozitivă asupra procesului de stingere al tiristorului

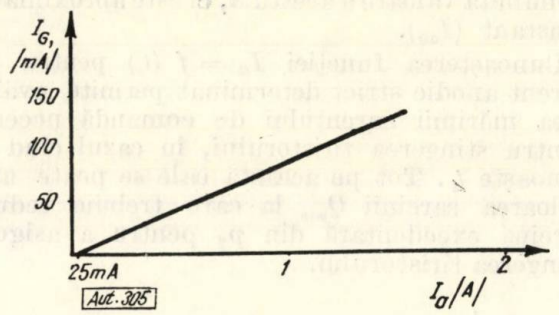


Fig. 9

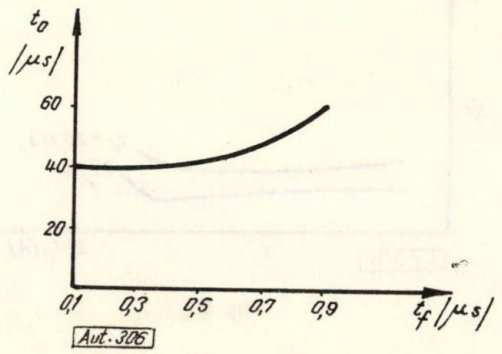


Fig. 10

a unui impuls cu un front de durată mică. În acelaşi timp, frontul posterior abrupt al acestui impuls frînează stingerea tiristorului şi poate să ducă chiar la amorsarea acestuia. Se bănuieşte că ambele efecte sînt legate de condensatorul C_{J3} (fig. 2), care are o valoare cuprinsă între 800 — 1 200 pF.

Dacă valoarea negativă a lui $\frac{dU_G}{dt}$ pe frontul anterior al impulsului duce la mărirea vitezei de stingere datorită descărcării condensatorului C_{J3}, atunci în cazul cînd $\frac{dU_G}{dt}$ are o valoare pozitivă pe frontul posterior, se produce o reîncărcare a lui C_{J3}, ce poate duce la o amorsare nedorită a tiristorului.

Pentru a elimina posibilitatea amorsării tiristorului în momentul terminării impulsului de comandă menit să-l stingă, este necesar să se limiteze valoarea pozitivă a lui $\frac{dU_G}{dt}$, astfel încît curentul de reîncărcare a lui C_{J3} să fie mai mic decît curentul de amorsare, adică :

$$\frac{dU_G}{dt} \leqslant \frac{I_G}{C_{J3}}. \qquad (17)$$

În figura 10 este prezentată dependenţa $t_0 = f(t_f)$, unde t_0 este timpul de stingere al tiristorului, iar t_f — durata frontului anterior al impulsului de comandă.

Concluzii

Lucrarea este consacrată analizei unor aspecte legate de problema stingerii pe grilă a tiristoarelor GTO ; tangenţial au fost prezentate unele consideraţii teoretice şi date experimentale consacrate amorsării pe grilă a acestui tip de tiristoare. Problemele care au fost tratate în lucrările de specialitate [1,2,3,4,6] n-au mai fost prezentate.

În faza preliminară s-au determinat valorile coeficientului de stingere $\varkappa$, precum şi unele particularităţi legate de caracteristica de intrare a tiristorului.

Cu ajutorul metodei sarcinii au fost determinate relaţiile $I_G = f(t_i)$ şi $I'_G = f(t_i)$, al căror caracter a fost verificat experimental. Aceste funcţii permit determinarea practică a curentului de comandă necesar amorsării şi stingerii tiristoarelor GTO, în cazul cînd se cunoaşte durata impulsului de comandă.

S-au determinat experimental relaţiile $\varkappa = f(I_a)$, $\varkappa = f(t_i)$ şi $I'_G = f(I_a)$, ele fiind în concordanţă cu premisele teoretice sau sînt explicate de acestea. Experimental s-a constatat că valoarea lui K nu poate să crească nelimitat, ci este limitată de capacitatea de comandă a grilei.

S-a determinat experimental $t_0 = f(t_f)$ şi s-a încercat o explicaţie a fenomenului de aprindere a tiristoarelor la terminarea impulsului negativ de comandă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Storm, H. F. *Introduction to turn-off silicon controlled rectifiers.* In : IEE trans. on commun. and electronics, July 1963, p. 375—383.

[2] Klein, M. *A four terminal p-n-p-n switching device.* In : IRE trans. on electron. devices, oct 1960, p. 213—217.

[3] Goldy, J. M. Mackintosh, J. M., Moss, I. M. *Turn-off gain in p-n-p-n- triodes.* In : Solid-state electronics, sept 1961, p. 199—122.

[4] Jonscher, A. K. *Notes on the theory of four-layer semiconductor switches.* In : Solid-state electronics, mart 1961, p. 143—148.

[5] Kaganov, I. L., Malahov, E. S. *Tipovtie elementi releinovo i kommutaţionnovo deistvia s dvuhoperaţionnimii tiristoramii.* In : Elektricestvo, nr. 1, 1966.

[6] Gentry, Gutzwiller, Holonyak, von Zastrow. *Semiconductor controlled rectifiers. Principles and applications of p-n-p-n* devices. New Jersey, 1964.

[7] Bergman, G. D. *The gate-triggered turn-on process in thyristors.* In : Solid-state electronics, sept 1965, p. 757—765.

[8] Sparkes, J. *A study of the charge controlled parameters of transistors.* In : Proc. IRE, nr. 10, 1960, p. 1696 — 1705.

Ing. C. MIRON şi ing. MARINA IOANOVICIU

Metoda grafo-analitică de calcul al caracteristicii statice a unui amplificator cascodă

Amplificatoarele electronice de tip cascodă prezintă o serie de avantaje bine cunoscute, datorită cărora sînt larg utilizate, atît în montajele de curent alternativ, cît şi în cele de curent continuu.

Ele sînt utilizate de obicei la nivele mici ale semnalului; în acest caz, formulele de calcul,

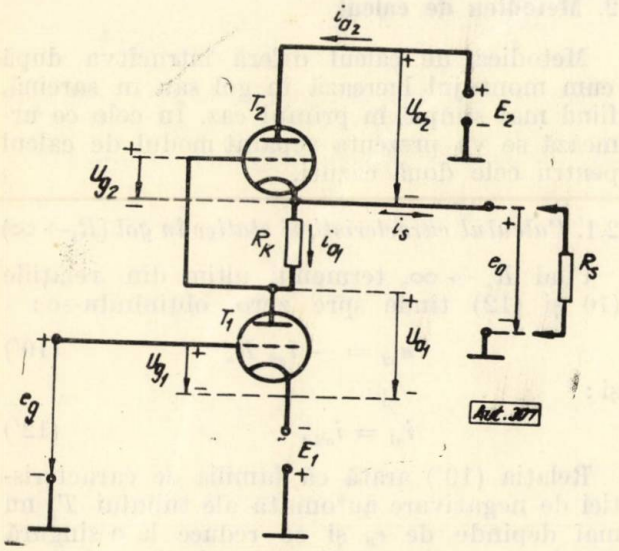


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului cascodă de curent continuu:

R_s – rezistenţa de sarcină; e_g – tensiunea de intrare; e_0 – tensiunea de ieşire.

deduse în ipoteza că parametrii tuburilor rămîn constanţi în domeniul de lucru, pot fi aplicate cu erori foarte mici. Există însă şi unele utilizări de semnale mari ca, de exemplu, utilizarea amplificatorului cascodă de curent continuu ca etaj final în amplificatoarele operaţionale. La semnale mari, formulele amintite nu mai sînt suficient de exacte şi conduc de multe ori la erori inadmisibile. În acest caz, prezintă deci o importanţă deosebită cunoaşterea caracteristicii statice neidealizate (reale) „tensiunea de ieşire în funcţie de tensiunea de intrare", care se abate simţitor de la o linie dreaptă în zona neliniară de funcţionare a tuburilor electronice. Cu toate acestea, după informaţiile autorilor, în literatură nu există descrisă nici o metodă de calcul a acestei caracteristici.

În cele ce urmează se prezintă metoda elaborată de autori în acest scop pentru un amplificator cascodă de curent continuu folosit ca etaj final într-un amplificator operaţional de curent continuu.

1. Regimul static de funcţionare

În figura 1 este arătată schema de principiu a amplificatorului cascodă de curent continuu pentru care s-a elaborat metoda de calcul. Semnalul de intrare e_g se aplică pe grila tubului T_1, iar semnalul de ieşire e_0 se culege de pe catodul tubului T_2; ambele tensiuni sînt măsurate în raport cu masa.

Ca în orice analiză a funcţionării unui montaj, se consideră cunoscute toate elementele lui: rezistenţele R_k şi R_s, tensiunile de alimentare E_1 şi E_2 şi tuburile (de obicei triode) T_1 şi T_2.

Conform notaţiior din figura 1 şi ţinînd seamă de sensurile pozitive ale curentilor şi polarităţilor pozitive ale tensiunilor, indicate în aceeaşi figură, ecuaţiile care descriu regimul static de funcţionare sînt următoarele:

$$i_s = i_{a2} - i_{a1}; \tag{1}$$

$$i_s = \frac{e_0}{R}; \tag{2}$$

$$u_{a2} = E_2 - e_0; \tag{3}$$

$$u_{g2} = -i_{a1} R_k; \tag{4}$$

$$u_{a1} = E_1 + e_0 - i_{a1} R_k; \tag{5}$$

$$u_{g1} = e_g + E_1; \tag{6}$$

$$i_{a2} = f_2 (u_{a2}, u_{g2}); \tag{7}$$

$$i_{a1} = f_1 (u_{a1}, u_{g1}). \tag{8}$$

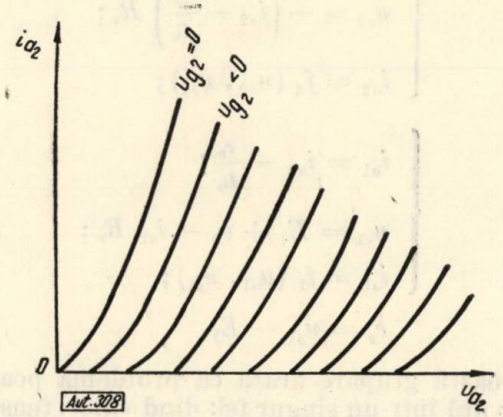


Fig. 2. Caracteristicile anodice statice ale tubului T_2, $i_{a2} = f_2 (u_{a2}, u_{g2})$.

În aceste relaţii, f_2 şi f_1 reprezintă familiile de caracteristici statice în planul $i_a - u_a$ ale tuburilor T_2 şi respectiv T_1; fie, de exemplu, cele arătate în figurile 2 şi 3.

Cele opt ecuaţii cuprind în total nouă necunoscute : curenţii anodici, tensiunile anodice şi de grilă ale celor două tuburi ; curentul prin sarcină, tensiunea de intrare şi tensiunea de ieşire. Dacă se dau valori uneia dintre necunoscute, de exemplu, tensiunii de intrare, se obţine un sis-

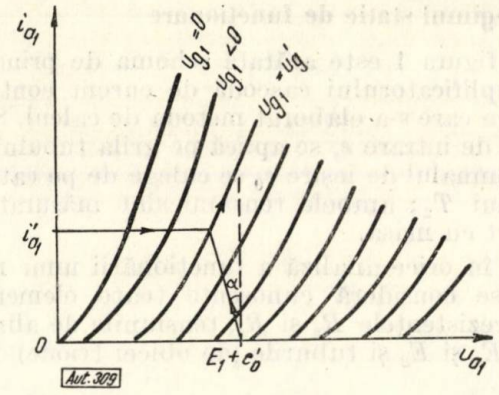


Fig. 3. Caracteristicile anodice statice ale tubului T_1, $i_{a1} = f_1(u_{a1}, u_{g1})$; $\alpha = \text{arctg}\, R_k$.

tem de opt ecuaţii cu opt necunoscute ; acesta permite, în principiu, calculul tuturor mărimilor necunoscute, deci şi al valorilor tensiunii de ieşire corespunzătoare valorilor date tensiunii de intrare. Calculul caracteristicii statice a amplificatorului cascodă din figura 1 este deci, teoretic, o problemă matematică determinată, rezolvabilă univoc. În practică însă, faptul că relaţiile (7) şi (8) sînt date sub formă grafică crează greutăţi şi impune elaborarea unui algoritm de calcul special adaptat.

În acest scop, după ce se fac unele înlocuiri simple, se grupează şapte dintre relaţiile de mai sus astfel :

$$\begin{cases} u_{a2} = E_2 - e_0 ; & (9) \\ u_{g2} = -\left(i_{a2} - \dfrac{e_0}{R_s}\right) R_k ; & (10) \\ i_{a2} = f_2(u_{a2}, u_{g2}) ; & (11) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{a1} = i_{a2} - \dfrac{e_0}{R_s} ; & (12) \\ u_{a1} = E_1 + e_0 - i_{a1} R_k ; & (13) \\ i_{a1} = f_1(u_{a1}, u_{g1}) ; & (14) \end{cases}$$

$$e_g = u_{g1} - E_1 . \quad (15)$$

Această grupare arată că problema poate fi rezolvată într-un singur fel: dînd valori tensiunii e_0 şi calculînd valorile corespunzătoare ale tensiunii e_g. Într-adevăr, dacă în relaţiile de mai sus se consideră tensiunea e_0 ca un parametru cunoscut, se constată că cele două tuburi pot fi privite ca funcţionînd separat. În acest fel, cu ajutorul relaţiilor (9) — (11) se poate calcula regimul tubului T_2, iar apoi, cu ajutorul relaţiilor (12)—(14), se poate calcula regimul tubului T_1. În fine, relaţia (15) furnizează valorile lui e_g corespunzătoare valorilor „parametrului" e_0.

Prin urmare, algoritmul de calcul revine la a da valori tensiunii e_0, şi a rezolva apoi problema, pentru fiecare valoare dată lui e_0, în ordinea (9)—(11) ; (12)—(14) ; (15).

Singurele dificultăţi care rămîn se datorează relaţiei (10), care nu poate fi rezolvată algebric ci numai grafic. Ea reprezintă o familie de caracteristici de negativare automată a tubului T_2, avînd ca parametru pe e_0.

2. Metodica de calcul

Metodica de calcul diferă întrucîtva după cum montajul lucrează în gol sau în sarcină, fiind mai simplă în primul caz. În cele ce urmează se va prezenta separat modul de calcul pentru cele două cazuri.

2.1. *Calculul caracteristicii statice în gol* ($R_s \to \infty$)

Cînd $R_s \to \infty$, termenul ultim din relaţiile (10 şi (12) tinde spre zero, obţinîndu-se :

$$u_{g2} = -i_{a2} R_k \quad (10')$$

şi :

$$i_{a1} = i_{a2} . \quad (12')$$

Relaţia (10') arată că familia de caracteristici de negativare automată ale tubului T_2 nu mai depinde de e_0 şi se reduce la o singură curbă, cea corespunzătoare valorii $e_0 = 0$.

Se procedează în felul următor :

1°. Se trasează în planul $i_{a2} - u_{a2}$ curba de negativare automată (10'). Un exemplu este arătat în figura 4.

2°. Se dă o valoare numerică tensiunii e_0, fie :

$$e_0 = e'_0 .$$

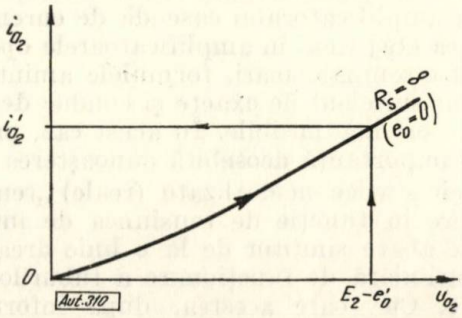


Fig. 4. Caracteristica de negativare automată a tubului T_2.

3°. Se duce o verticală în planul $i_{a2} - u_{a2}$ (fig. 4) avînd distanţa de la axa ordonatelor dată de relaţia (9) :

$$U_{a2} = E_2 - e'_0 .$$

4°. Intersecţia acestei verticale cu curba de negativare automată determină valoarea curentului i_{a2}, fie i''_{a2}.

5°. Conform relaţiei (12′) rezultă:

$$i''_{a1} = i''_{a2}.$$

6°. Se trasează în planul $i_{a1} - u_{a1}$ (fig. 3) dreapta care are abscisă la origine $u_{a1} = E_1 +$

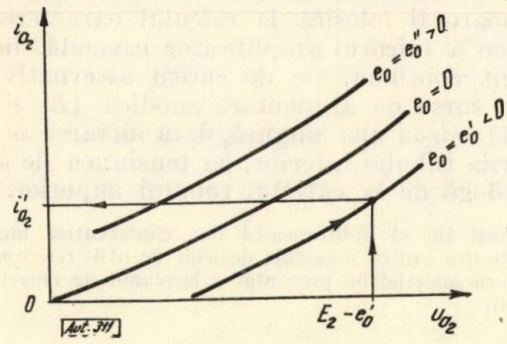


Fig. 5. Familia de caracteristici de negativare automată ale tubului T_2.

$+ e'_0$ şi este înclinată cu unghiul $\alpha = \text{arctg } R_k$ faţă de verticală, conform relaţiei (13):

$$u_{a1} = E_1 + e'_0 - i_{a1} R_k.$$

7°. Intersecţia acestei drepte cu dreapta orizontală dusă la distanţa $i_{a1} - i''_{a1}$ de axa absciselor determină valoarea u'_{g1}.

8°. Relaţia (15) furnizează acum valoarea tensiunii de intrare corespunzătoare valorii e'_0 a tensiunii de ieşire:

$$e'_g = u'_{g1} - E_1.$$

Se reiau apoi punctele 2°—8° de atîtea ori cîte valori diferite se dau tensiunii e_0.

2.2. *Calculul caracteristicii statice în sarcină* ($R_s = finit$)

1°. Se trasează în planul $i_{a2} - u_{a2}$ (fig. 5) familia de curbe de negativare automată dată de relaţia (10):

$$u_{g2} = -\left(i_{a2} - \frac{e_0}{R_s}\right) R_k$$

pentru toate valorile tensiunii e_0 care interesează.

Observaţii. Orice curbă de negativare pentru $e_0 \neq 0$ se obţine uşor din curba de negativare pentru $e_0 = 0$. Într-adevăr, relaţia (10) arată că, pentru o valoare $e_0 = e'_0 \neq 0$ la aceleaşi valori ale lui u_{g2}, toate valorile corespunzătoare ale lui i_{a2} diferă de cele pentru $e_0 = 0$ cu o mărime constantă $+ \frac{e'_0}{R_s}$. Prin urmare pentru fiecare curbă de negativare este suficient să se calculeze o singură dată mărimea $+ \frac{e'_0}{R_s}$ şi să se adune apoi la toate valorile curentului i_{a2} corespunzătoare cazului $e_0 = 0$, conform relaţiei:

$$i_{a2} = -\frac{u_{g2}}{R_k} + \frac{e'_0}{R_s},$$

echivalentă cu relaţia (10).

2°. Se dă lui e_0 una dintre valorile numerice pentru care s-au trasat curbele de negativare, fie $e_0 = e'_0$.

3°. Se duce o verticală în planul $i_{a2} - u_{a2}$ (fig. 5) la distanţa $u_{a2} = E_2 - e'_0$ (rel. 9) de axa ordonatelor.

4°. Intersecţia acestei verticale cu curba de negativare automată avînd ca parametru valoarea aleasă e'_0 a lui e_0 determină valoarea curentului i_{a2}, fie i''_{a2}.

5°. Conform relaţiei (12) rezultă:

$$i''_{a1} = i''_{a2} - \frac{e'_0}{R_s}.$$

6°. Se trasează în planul $i_{a1} - u_{a1}$ (fig. 3) dreapta care are abscisa la origine $u_{a1} = E_1 +$ $+ e'_0$ şi este înclinată cu unghiul $\alpha = \text{arctg } R_k$ faţă de verticală, conform relaţiei (13):

$$u_{a1} = E_1 + e'_0 - i_{a1} R_k.$$

7°. Intersecţia acestei drepte cu dreapta orizontală dusă la distanţa $i_{a1} - i''_{a1}$ de axa absciselor determină valoarea u'_{g1}.

8°. Relaţia (15) furnizează acum valoarea tensiunii de intrare corespunzătoare valorii e'_0 a tensiunii de ieşire:

$$e'_g = u'_{g1} - E_1.$$

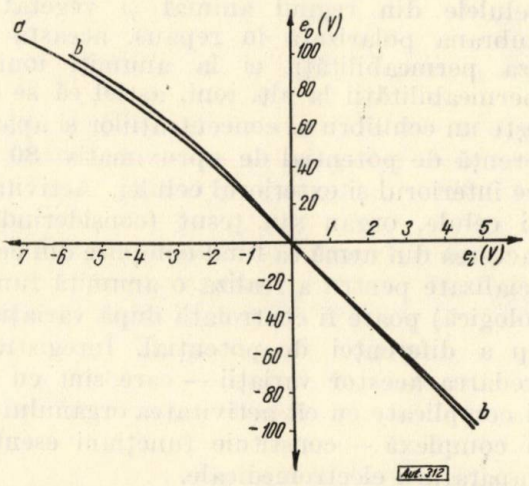


Fig. 6. Caracteristicile statice $e_0 = f(e_i)$ ale amplificatorului cascodă:
a) caracteristica obţinută prin calcul *b)* caracteristica experimentală.

Se reiau apoi punctele 2°—8° de atîtea ori cîte valori diferite se dau tensiunii e_0.

Metodica de calcul prezentată a fost aplicată unui amplificator cascodă realizat cu două

tuburi 6H1П (avînd fiecare cele două secţiuni triode legate în paralel) cu următoarele valori ale elementelor: $R_k = 820\ \Omega$; $R_s = 5\ k\Omega$; $E_1 = 220$ V şi $E_2 = 220$ V.

Pentru simplificare s-a notat $e_i = e_g - e_{g0}$, unde e_{g0} reprezintă valoarea tensiunii e_g pentru $e_0 = 0$. În figura 6 este reprezentată caracteristica $e_0 = f(e_i)$ obţinută pe două căi: a) prin calcul b) experimental.

Concluzii

Metoda prezentată în lucrare permite, datorită caracterului său mixt grafo-analitic, calculul caracteristicii statice reale (fără ipoteze liniarizatoare) a amplificatorului cascodă, ţinînd seamă de caracteristicile statice ale tuburilor folosite. În schimb, ca orice metodă care are etape de calcul grafic, are o precizie limitată de erorile de construcţie grafică.

Calculul caracteristicii statice a amplificatorului cascodă cu metoda propusă este extrem de simplu pentru montajul lucrînd în gol şi este doar puţin mai laborios pentru montajul debitînd pe o sarcină finită.

Deşi metoda descrisă a fost elaborată special pentru cazul amplificatorului cascodă de curent continuu folosit ca etaj final în amplificatoarele operaţionale, ea este absolut generală: ea poate fi folosită la calculul caracteristicii statice a oricărui amplificator cascodă, fie de curent continuu, fie de curent alternativ, cu două surse de alimentare anodică (E_1 şi E_2, fig. 1) sau cu una singură, dacă intrarea se face pe grila tubului inferior, iar tensiunea de ieşire se culege de la catodul tubului superior.

Autorii ţin să mulţumească tov. conferenţiar ing. *M. Hăngănuţiu* pentru sugestiile deosebit de utile referitoare la structura materialului prezentat şi la planul de redactare a lucrării.

Ing. RODICA STRUNAGRU

Amplificarea semnalelor biologice cu ajutorul dispozitivelor semiconductoare (I)

În practica medicală se folosesc aparate electronice care permit stabilirea diagnosticului pe baza formelor de undă a semnalelor generate de corpul uman. Aparatura de acest gen aduce o contribuţie însemnată la micşorarea timpului şi efortului cerute la interpretarea unei mari cantităţi de date fiziologice.

Celulele din regnul animal şi vegetal au membrana polarizată în repaus, aceasta din cauza permeabilităţii ei la anumiţi ioni şi impermeabilităţii la alţi ioni, astfel că se stabileşte un echilibru al concentraţiilor şi apare o diferenţă de potenţial de aproximativ 80 mV între interiorul şi exteriorul celulei. Activitatea unei celule, organ sau ţesut (considerîndu-se pe acestea din urmă ca fiind compuse din celule specializate pentru a realiza o anumită funcţie fiziologică) poate fi controlată după variaţia în timp a diferenţei de potenţial. Înregistrarea şi redarea acestor variaţii — care sînt cu atît mai complicate cu cît activitatea organului este mai complexă — constituie funcţiuni esenţiale ale aparaturii electromedicale.

Înregistrarea şi redarea semnalelor biologice se poate face grafic sau scopic, pe hîrtie de diferite tipuri, pe bandă de magnetofon, pe ecran cu remanenţă, după cum ele pot fi transmise de la pacient la laborator telefonic sau prin radio etc. În alte cazuri, aparatura prelucrează semnalele biologice prin proiectarea lor pe axele unui sistem adecvat de coordonate şi apoi prin compunerea acestor proiecţii (ca, de exemplu, în vectocardiografie).

Interpretarea unui volum mare de date culese se poate face automatizînd procesul, convertind semnalele şi intervalele de timp într-o formă digitală, pentru prezentare la calculator.

Indiferent care ar fi sistemul de redare semnalul biologic trebuie amplificat, deoarece nivelul său este foarte scăzut. Biosemnalul cules cu microelectrozi intracelulari poate atinge 130 mV. Tensiunile care sînt măsurate însă în mod curent în clinici şi unităţi sanitare sînt tensiuni ale ţesuturilor, tensiuni ce se întind pe o plajă de cîţiva μV pînă la cîţiva mV [1]. Astfel, activitatea electrică minimă a creierului ce trebuie evidenţiată pentru a se pune diagnosticul corect începe de la 5 μV, iar activitatea maximă a uterului nu depăşeşte 8 mV. Semnalele electrice generate de muşchiul cardiac, muşchii scheletici, retină, acoperă diverse domenii între aceste limite extreme.

Variaţiile în timp ale semnalelor biologice sînt suficient de lente. Banda de frecvenţă a electrohisterogramei este 0—200 Hz, a electrocardiogramei 0,2—300 Hz; limita maximă de 5 kHz este din plin satisfăcătoare pentru a fi redate componentele electronervogramei şi electromiogramei.

Lucrarea prezentă se referă la amplificarea tensiunilor de ţesut şi nu a tensiunilor celulare; acestea din urmă fiind culese de microelectrozi cu impedanţă de zeci de MΩ, posibilităţile practice de amplificare sînt mai reduse.

1. Cerinţele amplificatoarelor biologice

Condiţiile de proiectare a amplificatoarelor pentru biopotenţiale sînt determinate în primul rînd de caracteristicile semnalului şi ale electrodului de culegere. Caracteristicile semnalului determină amplificarea, zgomotul admis şi

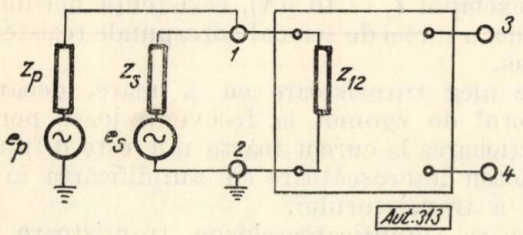


Fig. 1

banda de frecvenţă. Caracteristicile electrodului determină impedanţa de intrare şi discriminarea semnalelor parazite.

a. *Impedanţa de intrare.* Impedanţa totală echivalentă a sursei de semnal biologic, compusă din impedanţa ţesutului, a interfeţei electrod-ţesut şi a electrodului, este cuprinsă între 5 kΩ şi 100 kΩ [2]. De aceea, amplificatorul trebuie să prezinte la intrare o impedanţă de cel puţin 1 MΩ (impedanţa de intrare Z_{12} să fie mult mai mare ca impedanţa sursei Z_s, fig. 1).

b. *Perturbaţiile exterioare* se suprapun peste semnalul util. În principal ele provin de la reţeaua de curent alternativ de 50 Hz. Tensiunea perturbatoare depinde de impedanţa electrozilor şi de aşezarea lor în cîmpul de perturbaţii.

Pentru un amplificator cu o bornă de intrare la masă (fig. 1), singura posibilitate de a micşora tensiunea perturbatoare care apare la bornele 1—2, suprapusă tensiunii de la sursa de semnal util e_s, este să se mărească impedanţa sursei semnalului parazit Z_p, prin ecranare.

Amplificatorul perfect simetric este imun la perturbaţii externe (cap. 2.1).

c. *Zgomotul* marchează parţial semnalul, de aceea se pune problema obţinerii semnalului cu zgomot minim suprapus. În afara zgomotului introdus de sistemul de amplificare, semnalul este însoţit de zgomotul termic datorit părţii rezistive a impedanţei de la intrarea amplificatorului.

Zgomotul de la intrarea amplificatorului depinde de impedanţa şi de temperatura sursei care produce semnalul şi nu este afectat de metoda de amplificare. Pătratul valorii eficace a tensiunii de zgomot este :

$$v^2 = 4R_s P,$$

în care R_s este rezistenţa sursei de semnal, iar, P — puterea zgomotului :

$$P = KT\Delta f,$$

unde :

K este constanta lui Boltzman ;

T — temperatura absolută a sursei ;

Δf — banda de frecvenţă considerată.

Zgomotul unei rezistenţe interne echivalente a generatorului de $R_s = 100$ kΩ, în ipoteza că întreaga impedanţă a sursei s-ar comporta ca o rezistenţă chimică şi că zgomotul ar fi de natură termică (de fapt ţesutul este un electrolit şi apar alte componente de zgomot), în banda de frecvenţă 0—5 000 Hz, va fi :

$$P = 1{,}38\times10^{-23}\times293\times5\,000 = 21{,}4\times10^{-18}\ \text{W};$$

$$v = \sqrt{4\times10^{5}\times21{,}4\times10^{-18}} = 3\ \mu\text{V},$$

o valoare care nu ar deranja, amplitudinea minimă considerată a semnalelor biologice fiind 5 μV.

Zgomotul introdus depinde de montajul ales.

La amplificatoarele cu dispozitive semiconductoare zgomotul de licărire se întinde pe un domeniu larg de frecvenţe, dar domină la frecvenţele joase. Acest zgomot provine din schimburile lente în conductivitatea materialului semiconductor şi fluctuaţiile spontane în scurgerile datorite prezenţei stratului subţire conductor în paralel cu joncţiunea p—n. Ambele componente ale zgomotului de licărire variază proporţional cu inversul frecvenţei. Ele pot fi micşorate lucrînd la puteri şi curenţi de colector mici, situaţie în care numărul mai mare de electroni conţinuţi în sarcina spaţială tinde să uniformizeze variaţiile ce produc licărirea.

Factorul de zgomot este o măsură, în decibeli, a cantităţii cu care raportul puterilor semnalului şi zgomotului este înrăutăţit prin trecerea semnalului prin amplificator :

$$F = \frac{\textit{raportul puterilor semnalului şi zgomotului la intrare}}{\textit{raportul puterilor semnalului şi zgomotului la ieşire}}$$

unde ambele rapoarte sînt definite pentru aceeaşi lărgime de bandă Δf. Dacă amplificarea primului etaj este mare, factorul de zgomot al acestui etaj poate fi considerat ca fiind factorul de zgomot al amplificatorului.

Pentru un transistor factorul de zgomot este definit în condiţiile date de rezistenţa generatorului, frecvenţă şi polarizare. Condiţiile de lucru ale montajului, legate de factorul de zgomot, pot fi determinate ţinînd seamă de variaţia factorului de zgomot F, în funcţie de rezistenţa sursei de semnal, pentru diverşi curenţi de colector (fig. 2). Curbele sînt date pentru un transistor planar epitaxial cu siliciu [3].

d) *Deriva* ce rezultă din variaţiile parametrilor transistoarelor cu temperatura, în timp şi de la exemplar la exemplar, este o problemă majoră a amplificatoarelor de semnal de foarte joasă frecvenţă.

Conexiunea emitor comun este cea mai utilizată în montajele amplificatoare, deoarece are cîştig maxim de putere, iar rezistenţa optimă de zgomot corespunde rezistenţei sursei de semnal (5—100 kΩ). În această conexiune,

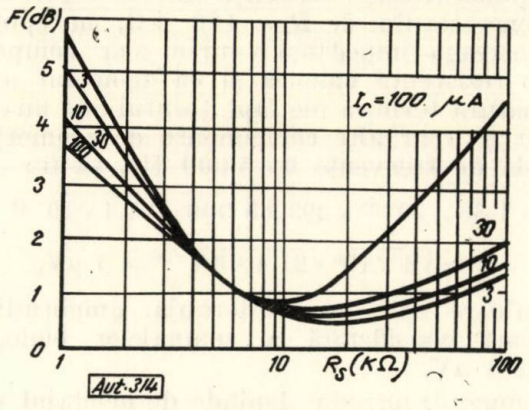


Fig. 2

deriva la intrare, variaţia curentului de bază poate fi exprimată prin relaţia [4]:

$$\Delta i_B = i_B \frac{\Delta\beta}{\beta} + \frac{\Delta I_{CBO}}{\alpha} + \frac{\Delta U_{BE}}{R_s},$$

unde:

- α este factorul de amplificare în curent în conexiune bază comună;
- β — factorul de amplificare dinamică în curent;
- I_{CBO} — curentul rezidual de colector;
- U_{BE} — tensiunea bază-emitor.

2. Posibilităţi de amplificare

Se ştie că una dintre caracteristicile amplificatoarelor transistorizate este valoarea scăzută a impedanţei de intrare în comparaţie cu a tuburilor electronice. De aceea, sînt încă utilizate montaje hibride care folosesc la intrare tub electrometric.

a. *Transistoare cu germaniu.* Amplificatoarele cu transistoare cu germaniu au o impedanţă mică de intrare. Folosind o reacţie negativă de tensiune serie, impedanţa de intrare poate fi mărită; reacţia nu influenţează factorul de zgomot [5] şi nici rezistenţa optimă a sursei de zgomot, rezistenţă care pentru aceste amplificatoare este de 1 kΩ. Neconcordanţa cu rezistenţa fizic prezentată la intrarea amplificatorului face ca transistoarele cu germaniu să fie nepotrivite pentru elaborarea soluţiei căutate; adaptarea cu transformatoare nu convine, volumul de fier pentru a realiza inductanţa necesară la frecvenţele joase fiind prea mare dacă se ţine seamă de tendinţa din ce în ce mai pronunţată de microminiaturizare. În plus, transistoarele cu germaniu au derivă mare.

b. *Transistoare cu siliciu.* Tehnologia planară epitaxială pe siliciu a condus la tipuri de transistoare cu zgomot mic. Impedanţa de intrare de 1 MΩ se obţine destul de uşor cu aceste transistoare în conexiune emitor comun. Din figura 2 se vede că, pentru un transistor planar cu siliciu care lucrează cu curent de colector mic (de exemplu $I_c = 10$ μA), rezistenţă optimă de zgomot a sursei de semnal corespunde rezistenţei sursei.

Se aleg transistoare cu β mare, deoarece factorul de zgomot la frecvenţe joase pentru funcţionarea la curent foarte mic este o funcţie monoton descrescătoare cu amplificarea în curent a transistorului.

Deriva amplificatoarelor cu transistoare planare epitaxiale cu siliciu este mult mai mică decît la amplificatoarele cu transistoare cu germaniu. Într-adevăr, transistoarele actuale cu siliciu au variaţia curentului rezidual slabă, deoarece însuşi I_{CBO} este foarte mic (10^{-12} A) [4], prin existenţa măştii de oxid de pe joncţiunea de la suprafaţă. De asemenea, variaţiile lui β cu temperatura sînt mai mici la transistoarele cu siliciu (0,6%/°C) faţă de cele cu germaniu (1,5%/°C). Alegînd un montaj corespunzător, deriva datorită variaţiei tensiunii bază-emitor poate fi micşorată, ajungîndu-se chiar la anularea ei.

Lucrînd cu curent de bază mic, se poate fructifica în mod eficient valoarea redusă a lui ΔI_{CBO} specifică transistoarelor planar epitaxiale.

c. *Transistoare cu efect de cîmp.* Transistoarele moderne permit realizarea unor impedanţe de intrare ridicate, sensibil mai mari decît în cazul transistoarelor convenţionale. Astfel, dacă cu transistoarele cu joncţiune se obţin impedanţe pînă la 10^7 Ω, cu transistoarele cu efect de cîmp însă se ating 10^{10} Ω şi chiar 10^{11} Ω, iar cu transistoarele MOS, 10^{14} Ω.

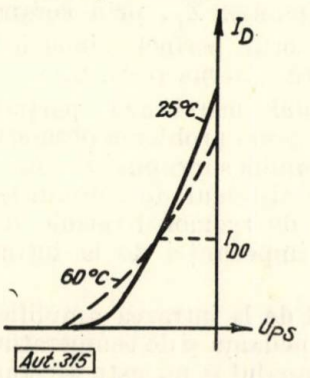


Fig. 3

Amplificarea în putere la frecvenţe joase a acestor transistoare este mai mare ca amplificarea transistoarelor clasice.

Deriva termică este nulă pentru un anumit curent de dren I_{DO} (fig. 3), ceea ce este un mare avantaj [6]. Curbele din figura 3, reprezintă

dependenţa curentului de dren I_D în funcţie de tensiunea poartă-sursă U_{PS}, la 25°C şi la 60°C.

La un transistor cu efect de cîmp, factorul de zgomot are o variaţie cu frecvenţa după o curbă reprezentată în figura 4, în care gene-

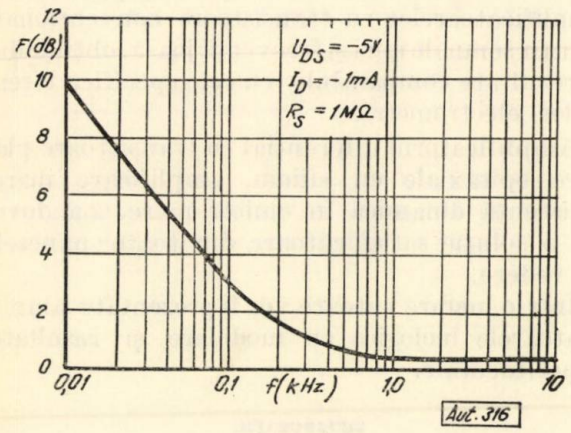


Fig. 4

ratorul de semnal are rezistenţa 1 MΩ [7]. Rezistenţa optimă a generatorului nu este la toate frecvenţele 1 MΩ. Într-adevăr, la frecvenţele mai mici rezistenţa optimă este mai mare (fig. 5); de exemplu, la 10 Hz este în jur de 10 MΩ (pentru transistorul 2N2500).

De aceea, aceste transistoare sînt indicate şi se folosesc în aplicaţii mai speciale de electrofiziologie, în care culegerea se face cu electrozi a căror impedanţă este de cîţiva MΩ cum ar fi în microelectromiografie şi uneori în electroencefalografie.

S-au obţinut însă transistoare cu efect de cîmp cu un factor de zgomot bun, 3 dB la 10 Hz

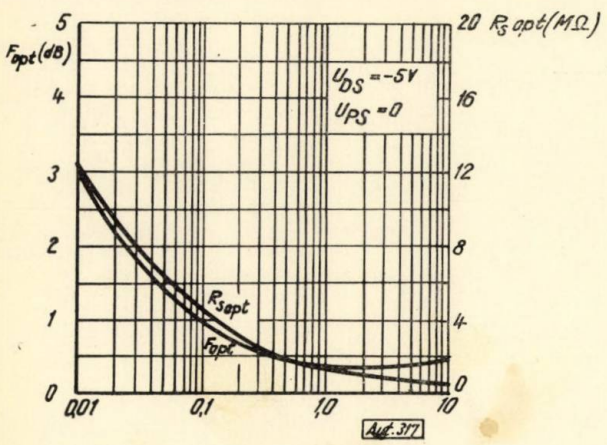


Fig. 5

pentru o impedanţă a sursei mai mare decît 10 kΩ. Aceste transistoare au un preţ ridicat şi utilizarea lor în amplificatoarele curente nu este justificată, cu atît mai mult cu cît transistoarele convenţionale şi diodele permit realizarea unor montaje a căror impedanţă de intrare poate fi suficient de ridicată, cu derivă mică şi factor de zgomot bun.

2.1. *Amplificatorul diferenţial cu transistoare planare cu siliciu*

Amplificatorul diferenţial oferă o soluţie simplă care asigură satisfacerea cerinţelor enunţate în capitolul 1. Este un amplificator cu cuplaj în circuitul de emitor, care dacă foloseşte transistoare planare cu siliciu, are o impedanţă de intrare de cîţiva MΩ. De fapt impedanţa de intrare conţine şi o componentă reactivă, dată de capacitatea dintre bornele de intrare şi masă. Dacă această capacitate este, de exemplu, de 15 pF, va apărea la frecvenţa de 50 Hz o reactanţă de 160 MΩ; reactanţa dintre o bornă de intrare şi o masă va fi de 80 MΩ, ceea ce reprezintă o valoare convenabilă. Dar, de cele mai multe ori, capacităţile acestea sînt mai mari şi, în plus, sînt inegale pentru cele două intrări.

Componenta principală a derivei termice în transistoarele cu siliciu este determinată de

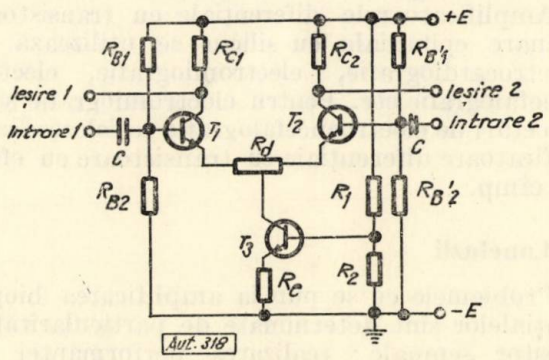


Fig. 6

coeficientul de temperatură al tensiunii bază-emitor.

Amplificatorul diferenţial reduce deriva de tensiune prin compensaţie datorită a două transistoare identice şi, faţă de alte montaje de compensaţie a derivei, acesta nu afectează amplificarea. Într-adevăr, dacă transistoarele lucrează cu tensiuni bază-emitor egale, cei doi coeficienţi se compensează (mai curînd decît în cazul cînd curenţii de colector ar fi egali); eventual, se poate prevedea un uşor dezechilibru al celor două tensiuni, pentru a se obţine egalizarea coeficienţilor de temperatură şi chiar anularea componentei respective a derivei termice.

Din punctul de vedere al perturbaţiilor externe, amplificatorul diferenţial este ideal: un semnal aplicat în aceeaşi fază la amîndouă bornele de intrare nu dă nici un semnal la ieşire; totuşi diversitatea parametrilor exclude posibilitatea realizării unui montaj perfect simetric.

Se defineşte factorul de discriminare sau diferenţialitate ca raportul tensiunilor de ieşirea amplificatorului pentru semnale aplicate la intrare în antifază şi în fază ; sau, altfel spus, acest factor arată de cîte ori trebuie mărit semnalul la intrare cînd bornele sînt legate împreună pentru a obţine la ieşirea etajului acelaşi semnal ca cel dat de semnalul util aplicat între cei doi electrozi. Cu cît această valoare este mai mare, cele două secţiuni ale amplificatorului diferenţial lucrează în condiţii mai apropiate între ele, iar perturbaţiile culese de electrozi au o pondere în semnalul util mai mică.

Discriminarea amplificatorului diferenţial depinde în principal de rezistenţa comună din emitor, crescînd prin mărimea acesteia [8]. Pe de altă parte, o rezistenţă mare în emitor determină o cădere de tensiune continuă importantă. De aceea se foloseşte în emitor un al treilea transistor în calitate de generator de curent constant, care are o rezistenţă statică mică, însă o rezistenţă mare în regim dinamic.

Schema etajului de intrare al unui amplificator biologic este dată în figura 6.

Amplificatoarele diferenţiale cu transistoare planare epitaxiale cu siliciu se utilizează în electrocardiografie, electromiografie, electroencefalografie etc. Pentru electromiografie şi în cercetări de electroencefalografie se folosesc amplificatoare diferenţiale cu transistoare cu efect de cîmp.

3. Concluzii

Problemele ce se pun la amplificarea biopotenţialelor sînt determinate de particularităţile acestor semnale : realizarea performanţei de zgomot, impedanţă de intrare mare, imunitate la perturbaţii externe şi posibilitatea de microminiaturizare.

S-a arătat că performanţele bune, din punctul de vedere al curentului rezidual al tranzistoarelor actuale cu siliciu fac posibilă proiectarea amplificatoarelor cu transistoare convenţionale pentru semnale mici şi frecvenţă joasă, obţinîndu-se rezultate comparabile cu cele specifice circuitelor electrometrice.

Amplificatorul diferenţial cu transistoare planare epitaxiale cu siliciu, amplificare mare, rezistenţă dinamică în emitor mare, s-a dovedit o soluţie satisfăcătoare din toate punctele de vedere.

Într-o lucrare viitoare vor fi prezentate amplificatoarele biologice cu modulare şi rezultate experimentale.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Electronica în medicină.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[2] Knowles, J. B., Stevens, B. *Transistorised biological amplifiers.* In : World medical electronics, iun 1966, p. 189.

[3] Hill, D. W. *Principles of electronics in medical research.* Washington, Butterworth, 1965.

[4] Owens, A. R., Perry, M. A. *Low-current amplifier using silicon planar transistors.* In : Proc. I.E.E.E., nov 1965, p. 2225.

[5] Finnegan, P. J. *Noise analysis of feedback amplifiers.* In : Electronic engineering, oct 1967, p. 612.

[6] Oehmichan, J. P. *Les dispositifs à haute impédance à l'état solide.* In : L'onde électrique, mart-april 1967, p. 970.

[7] *Transistor circuit design.* New York, McGraw-Hill, 1965.

[8] *The achievement of high overall rejection in difference amplifiers.* In : Electronic engineering. iul 1966, p. 218.

ACTUALITĂŢI

Conducerea proceselor tehnologice cu calculatoare cuplate

Scăderea costului calculatoarelor, mărirea vitezei de calcul şi dezvoltarea „hardware" şi „software" pentru interconectarea calculatoarelor au creat posibilitatea, în ultimii ani, să se realizeze sisteme complexe cuprinzînd mai multe calculatoare, atît pentru conducerea directă a proceselor tehnologice, cît şi pentru a se face legături cu calculatoare de gestiune.

În asemenea instalaţii sarcinile se împart între mai multe calculatoare pentru a se mări siguranţa de funcţionare în ansamblu şi a se obţine posibilitatea unor informaţii simultane; se simplifică de asemenea programarea şi se măreşte eficienţa economică a legăturilor dintre sursele de informaţii, calculatoare şi utilizatorul final al informaţiei.

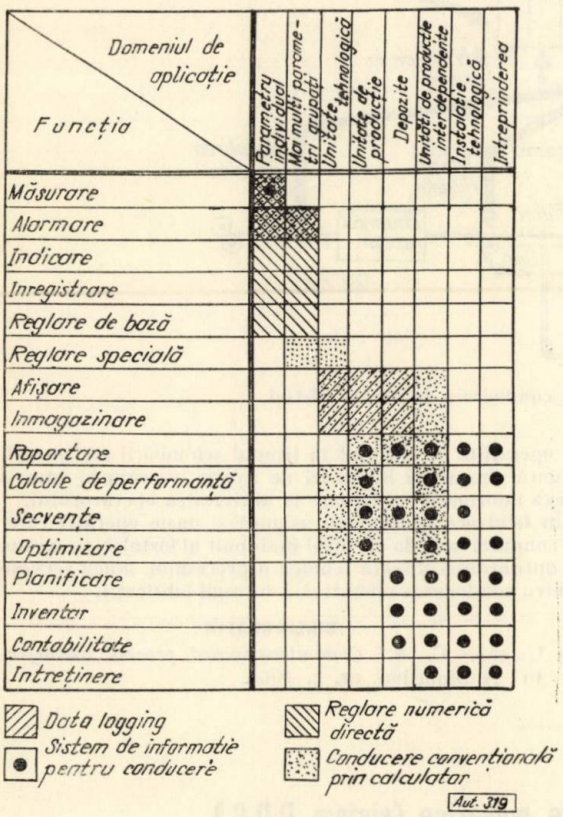


Fig. 1

Din cauza unei terminologii încă neprecise nu este încă clară desfăşurarea conducerii în sistemele cu multe niveluri de conducere. În general, la nivelurile iniţiale se realizează reglarea parametrilor; în nivelurile intermediare, cele mai bune condiţii pentru desfăşurarea procesului; în nivelurile superioare, strategia generală a ansamblului condus prin calculatoare. Există însă deosebiri asupra numărului acestor niveluri şi a funcţiunilor pe care trebuie să le asigure fiecare nivel.

Pe de altă parte, o exagerare a conceptului ierarhic poate conduce la soluţii rigide şi în cele de mai jos se expune o alternativă a unei asemenea metode [1] şi care se bazează pe organizarea unei diagrame.

În acest procedeu funcţiunile sînt atribuite unor domenii operaţionale. Aceste funcţiuni sînt:

a) măsurarea parametrilor; b) alarmarea în cazul unor condiţii anormale; c) indicarea valorii instantanee a variabilelor procesului; d) înregistrarea valorii parametrilor; e) sistemele de reglare de bază — simple, cascadă, raport; f) sisteme de reglare speciale — neliniare, sisteme multiple, adaptive; g) afişarea informaţiilor; h) înmagazinarea informaţiilor la cerere sau periodic; i) rapoarte cuprinzînd informaţii asupra unui eveniment; j) calcule de performanţă; k) conducerea secvenţială; l) optimizări; m) programări în timp ale procesului; n) inventar; o) contabilitate; p) întreţinere.

Domeniile la care se pot aplica funcţiunile de mai sus sînt:

a) parametrii individuali; b) parametrii formînd un grup; c) unitatea tehnologică; d) un grup de unităţi tehnologice care posedă o singură cameră de comandă sau o suprareglare unică; e) unităţi de depozitare; f) complex cu mai multe unităţi interdependente; g) instalaţie: unităţi de producţie care nu sînt intercorelate în mod strîns; i) întreprindere: ansamblu format din mai multe instalaţii.

Pentru modul de folosire a unei asemenea diagrame s-a dat un exemplu tipic pentru chimie şi petrochimie. Indicaţiile din această diagramă pot fi apoi adunate pe grupe şi se pot stabili „hardware" şi „software" respectiv. În cele din urmă se pot stabili patru configuraţii, şi anume:

a) data-logging: un sistem care are puţine funcţiuni simple — măsurare, alarmă, afişare şi înregistrare; aceste funcţiuni se întîlnesc în cinci domenii;

b) reglarea numerică directă (D.D.C.);

c) conducerea convenţională prin calculatoare cuprinzînd optimizări pe unităţi individuale;

d) sistem de informaţii pentru conducerea întreprinderii.

Separarea dintre aceste diferite configuraţii nu este rigidă şi stabilirea pentru care funcţiuni şi domenii se asigură posibilitate de conducere prin calculator trebuie făcută în etapa de proiectare. S-ar părea că o asemenea metodă poate uşura stabilirea unui sistem de conducere complexă a proceselor cu ajutorul calculatoarelor cuplate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Sout, T. M., Turner, E. B. *A practical approach to multiple computer control.* In: Automation, nr. 12, 1967.

Conducerea fabricaţiei de hîrtie cu un calculator [1]

Instalaţia s-a executat în 1966 şi se referă la o fabricaţie de hîrtie fină în aproximativ 80 de varietăţi. Aceste sorturi necesită variaţia vitezei de prelucrare şi asigurarea unui conţinut diferit în ce priveşte materia primă, modificări în mărimile de intrare în diferitele bucle de reglare. Deseori trebuie făcute cîteva schimbări de sortiment în cursul unei zile, ceea ce, cu un sistem manual, ar necesita un timp îndelungat pînă cînd să se ajungă la calitatea cerută pentru un nou sortiment. În acest interval se obţine o producţie care nu corespunde specificaţiilor şi, în plus, este dificil să se menţină o calitate constantă date fiind numeroasele condiţii care sînt impuse acestei producţii.

În figura 1 se arată operaţiile care s-au preluat de calculator în instalaţia respectivă şi care cuprind supravegherea parametrilor principali, debitul de materie primă, debitul de clei, presiunea în rezervorul de debit şi viteza maşinii. În afară de aceasta, calculatorul întrebuinţează informaţii de la un aparat de măsură cu raze beta cu care se stabileşte

greutatea hîrtiei pe unitatea de suprafaţă pentru fiecare sortiment de hîrtie.

În ce priveşte calitatea sînt două cerinţe fundamentale, şi anume : stabilirea exactă a greutăţii şi formarea corectă a fibrei. S-au determinat ecuaţiile, prin metode statistice, pentru această formare şi s-au dedus condiţiile de reglare optimă

— o reducere a rebuturilor cu peste 2 % ;

— reducerea timpului pierdut prin modificarea sortului de hîrtie de la o medie de 20 min la numai 5 min ;

— o reducere a variaţiei greutăţii de la 5 % la 2 %.

În afară de aceasta calculatorul face şi calculul producţiei de hîrtie bune sau necorespunzătoare, semnalizează operatoru-

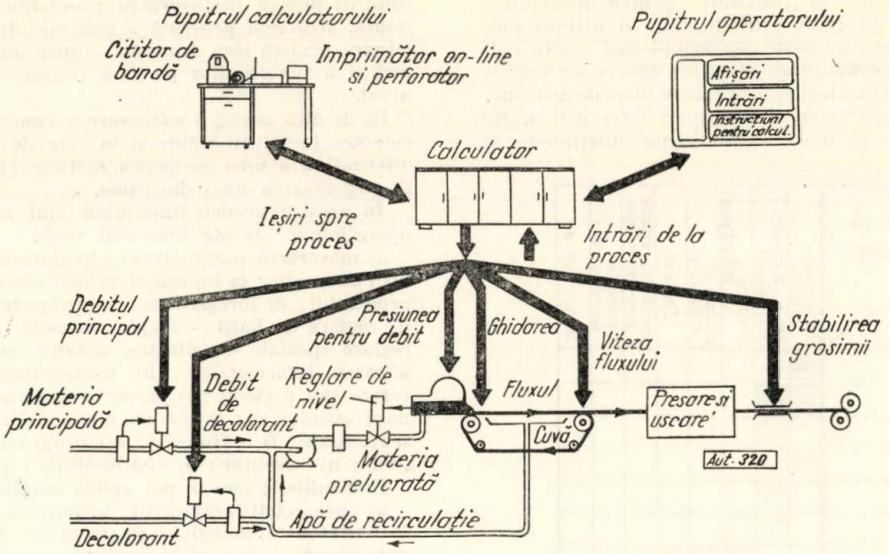


Fig. 1. Instalaţia unui calculator pentru conducerea fabricării hîrtiei.

prin influenţe asupra parametrilor procesului în conformitate cu calculele făcute de calculator. De asemenea calculatorul asigură relaţiile corecte dintre parametrii procesului atunci cînd operatorul face modificări în viteza maşinii. În felul acesta este posibil să se modifice ritmul producţiei fără a se scădea calitatea hîrtiei.

Performanţele obţinute cu acest calculator de proces sînt :

— posibilitatea de a varia viteza maşinii fără a modifica calitatea hîrtiei sau a o rupe ; aceasta a permis o creştere a producţiei de 15 % ;

lui operaţiile de efectuat în timpul schimbării sortimentului, asigură alarmarea în cazuri de avarie, precum şi înmagazinează informaţii referitoare la activitatea operatorului.

În felul acesta sistemul asigură şi unele operaţii care ţin de conducerea de la un nivel mai înalt al instalaţiei, nu numai de optimizarea directă tehnică a procesului, adică serveşte şi pentru conducerea operativă a întregii fabricaţii.

BIBLIOGRAFIE

[1] L a w s, C. A. *Computer-assisted process management.* In : Automation, nr. 2, 1968.

Unele aspecte ale conducerii proceselor cu calculatoare numerice (sistem D.D.C.)

Printre aplicaţiile calculatoarelor numerice care se realizează în ultimul timp cu o frecvenţă crescîndă este şi aceea a înlocuirii regulatoarelor analogice şi altor elemente ale buclelor de reglare convenţionale prin sisteme de reglare numerică D.D.C. care folosesc posibilităţile acestor calculatoare. Prezenta notă îşi propune să arate aspectele esenţiale ale unui asemenea sistem D.D.C.

Dacă neglijăm constantele de timp ale elementului de execuţie în presupunerea că acesta este, de exemplu, un robinet cu comandă pneumatică, ecuaţia care descrie poziţia p a robinetului are forma — pentru un regulator PID analogic — următoare :

$$p = K_1 a + K_2 \int a \, dt + K_3 \frac{da}{dt}.$$

Regulatorul analog PID permite modificarea parametrilo K_1, K_2, K_3 şi în felul acesta se face adaptarea buclei de reglare respective la categorii largi de procese tehnologice avînd caracteristici diferite şi prescripţii diferite în ce priveşte calitatea reglării. În felul acesta se acordă optim regulatorul pentru nevoile procesului. Pentru că fiecare regulator nu conduce decît o singură buclă de reglare, în instalaţiile mari sînt necesare asemenea regulatoare în număr foarte mare. Proiectanţii instalaţiei trebuie să aleagă tipul regulatorului şi deci legea de reglare care convine cel mai bine fiecărui proces tehnologic. Dacă regulatorul analogic a fost ales şi instalat şi apoi caracteristicile procesului se schimbă sau

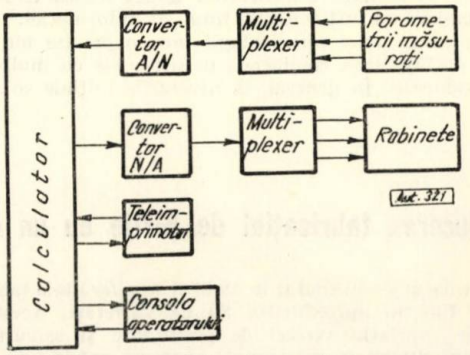


Fig. 1. Schema simplificată a unui sistem D.D.C.

sînt altele decît cele presupuse iniţial, este necesară schimbarea regulatorului analogic pentru a se obţine rezultate optime.

Reglarea unui proces realizată cu ajutorul unui calculator numeric se face conform cu schema simplificată din figura 1.

În această concepţie parametrii reglaţi sînt introduşi într-un singur dispozitiv „multiplexer" şi calculatorul reglează aceşti parametri pe o bază de „time-shared". Algoritmele de reglare ale diferitelor bucle sînt soluţionate prin subrutine ale calculatorului în loc de regulatoare analogice. Se calculează astfel,

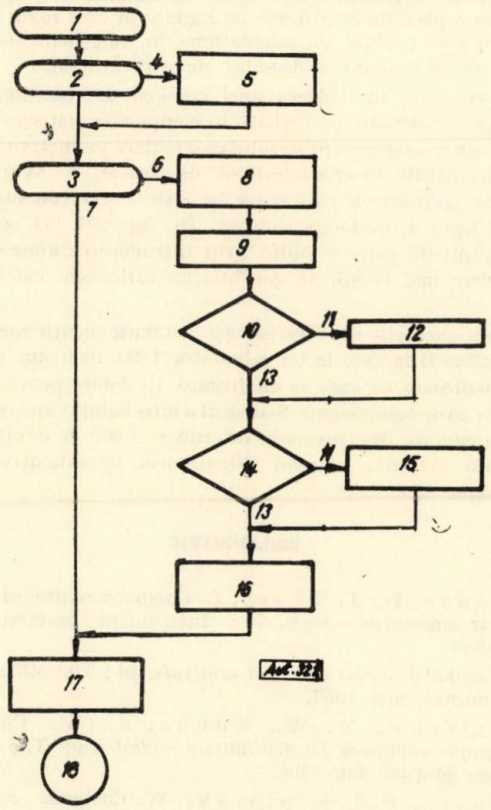


Fig. 2. Structura schematică a unui algoritm PID de reglare numerică.

pe baza valorii mărimilor de acţionare, comanda către robinetele de reglare şi, după transformarea acestora în mărimi analogice, ele sînt transmise cu ajutorul unui dispozitiv „multiplexer" de ieşire către robinetul corespunzător. Avantajele unui asemenea sistem faţă de reglarea analogică sînt : a) schimbarea algoritmului de reglare se poate face uşor, schimbînd coeficienţii în programarea calculatorului şi deci nu este necesară în nici o împrejurare reproiectarea echipamentului ; b) pentru a se mări numărul de bucle de reglare este suficient să se adauge elementele de măsură şi de execuţie ; c) adăugarea de supravegheri de limite este uşor de efectuat ; d) schimbările de acord în legile de reglare, modificările de mărimi de intrare, modificarea limitelor de alarmă se pot face prin manipulări simple, de obicei de la pupitrul operatorului.

Una dintre diferenţele principale dintre reglarea numerică şi cea analogică este faptul că un regulator analogic conduce continuu bucla de reglare, în timp ce în reglarea numerică parametrul variabil este testat periodic şi modificarea elementului de execuţie este de asemenea periodică. Pentru aceasta este necesar ca în proiectarea sistemului să se determine care este frecvenţa de prelucrare a informaţiei pentru fiecare buclă în parte. Această prelucrare poate avea loc la intervale de ordinul secundelor, pentru reglări de debite, pînă la ordinul minutelor sau zecilor de minute, pentru temperaturi sau alte procese cu constatare de timp mari.

Dintre algoritmele care apar într-o asemenea reglare numerică vom arăta mai jos (fig. 2) numai pe acela care se referă la legea de reglare. Aceasta poate fi de tipul PID indicat mai sus sau de un tip mai complicat, precum reglare predictivă sau o combinaţie din mai multe asemenea structuri de reglare.

Trebuie totuşi observat că realizarea unei legi de reglare nu se poate realiza în sistemul D.D.C. într-un mod tot atît de simplu ca în cazul unui regulator analogic. Dacă definim algoritmul PID prin expresia de mai jos în care p este poziţia elementului de execuţie :

$$p = K_1 a + K_2 \int a \, dt + K_3 \frac{da}{dt},$$

atunci pentru că calculatorul testează informaţia la intervale discrete de timp (Δt), putem reprezenta execuaţia de mai sus :

$$\frac{\Delta p}{\Delta t} = K_1 \frac{\Delta a}{\Delta t} + K_2 a + K_3 \frac{\Delta\left(\frac{\Delta a}{\Delta t}\right)}{\Delta t},$$

în care Δa este diferenţa mărimii de acţionare între testarea actuală şi cea precedentă sau :

$$\Delta p = K_1 \Delta a + K_2 a \, \Delta t + \frac{K_3}{\Delta t} \Delta (\Delta a),$$

în care :

$$\Delta (\Delta a) = (\Delta a)_n - (\Delta a)_{n-1}.$$

În felul acesta se obţine o formă care poate fi calculată cu ajutorul calculatorului. Pentru că se cunoaşte Δt, rezultă că termenii $K_2 \Delta t$ şi $\frac{K_3}{\Delta t}$ pot fi consideraţi constanţi. Algoritmul are în acest caz desfăşurarea din figura 2.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Small computer handbook.* Digital Equipment Corporation, 1967.

Calculatoare controlînd sisteme industriale cromatografice

În ultimul timp s-au realizat numeroase asemenea instalaţii în care calculatoarele asigură controlul, calculele necesare şi afişajul datelor cu rezultate satisfăcătoare, tehnic şi economic, atît pentru analizoare de proces în general, cît şi pentru cromatografe în flux în particular [1].

Calculatorul — special prevăzut pentru cromatografe în flux sau unul general care asigură şi alte funcţiuni — primeşte informaţii de bază din regulatoare, cromatograce, înregistratoare normale sau de maxime.

Trebuie însă menţionat că o asemenea instalaţie nu se justifică economic decît dacă ea cuprinde minimum şase cromatografe [2]. În sistemele actuale cuprinzînd cromatografe de proces s-a pus deseori problema preciziei şi validităţii informaţiilor obţinute. Pentru a se menţine precizia la un nivel acceptabil este necesară o întreţinere deosebit de atentă şi costisitoare. Calculatoarele pot prelua sarcina verificărilor respective şi deci să permită stabilirea unor bucle de reglare în circuit închis bazate pe o analiză continuă a procesului.

Desigur s-au stabilit şi bucle de reglare care folosesc cromatografe de proces, dar deseori costul întreţinerii a fost mare pentru a se menţine precizia la un nivel acceptabil şi, în plus, acţiunea de reglare primea mărimi îndoielnice. Acestea sînt motivele pentru care cromatografele în flux continuu au fost întrebuinţate mai ales ca un ghid pentru operator [3].

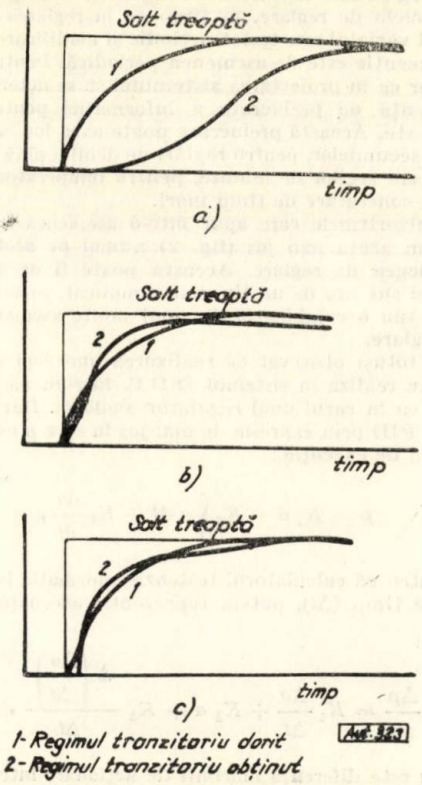


Fig. 1. Efectul sistemelor de reglare convenţional, predictiv şi combinate :
a — sistem de reglare convenţional ; b — sistem de reglare predictiv ; c — sistem de reglare convenţional plus predictiv.

Introducerea calculatoarelor a permis conceperea de bucle de reglare convenţionale sau predictive care utilizează această analiză a compoziţiei produsului. Reglări care erau dificil de utilizat întrebuinţînd sisteme de analiză convenţionale sînt acum posibile cu sisteme de reglare în care rolul regulatoarelor este preluat de calculatoare în time-share, obţinîndu-se efecte economice deosebit de satisfăcătoare.

De exemplu, în reglarea unei coloane de fracţionare în care apar numeroase perturbaţii în compoziţia materiei prime de alimentare, dotarea procesului cu o reglare predictivă bazată pe informaţiile cromatografului de proces a avut drept rezultat menţinerea calităţilor la ieşirea din coloană şi în acelaşi timp o producţie ridicată. În figura 1 [4] se arată îmbunătăţirile care se obţin prin introducerea unor sisteme de reglare mai complexe, posibile cu utilizarea calculatoarelor.

Ca un exemplu de o asemenea instalaţie menţionăm cazul unei rafinării în care la un calculator IBM 1800 sînt cuplate şase analizoare cu care se analizează 19 debite pentru aproximativ 28 de componenţi. Sistemul a întrebuinţat aproximativ 600 de cuvinte din memoria internă şi 2 000 de cuvinte din memoria externă, ocupînd calculatorul aproximativ 0,5 % din timpul său.

BIBLIOGRAFIE

[1] Faade, D. J., Frost, L. *Computer controlled process chromatograph system.* In : Instrument practice, febr 1968

[2] *Computer speeds chemical analysis.* In : The oil and gas journal, apr 1967.

[3] Oglesby, M. W., Hobbs, J. W. *Chromatograph analysers for distillation control.* In : The oil and gas journal, ian 1966.

[4] Davis, R. S., Kipiniak, W. *Computer controlled chromatograph system.* ISA symposium, New York, apr 1966.

CRONICĂ

Asociaţia oamenilor de ştiinţă din Republica Socialistă România organizează la Bucureşti, între 15 şi 21 octombrie 1968, un simpozion cu tema : „Aplicaţiile sistemului informaţional în economie".

Lucrările acestui simpozion se vor desfăşura în şedinţe plenare şi în următoarele secţii de specialitate :

1. cercetarea operaţională în economie şi algoritmizarea proceselor economice ;

2. aplicaţiile sistemului informaţional în planificare ;

3. aplicaţiile sistemului informaţional în conducerea ştiinţifică a întreprinderilor ;

4. aplicaţiile sistemului informaţional în sistemul bancar-financiar, sistemul de aprovizionare şi desfacere etc. ;

5. probleme de organizare şi structură a sistemelor de prelucrare a datelor.

Comunicările în şedinţe plenare vor avea un caracter general, de sinteză, care să îmbrăţişeze domeniile ştiinţifice ale mai multor secţii.

În şedinţele pe secţii de specialitate se vor prezenta comunicări din domeniul specialităţii secţiei respective.

În scopul creării posibilităţii unui larg schimb de păreri, ale comunicării reciproce a unor rezultate obţinute, ca şi a experienţei cîştigate în diversele domenii actuale ale sistemului informaţional din economie, se organizează „mese rotunde" în următoarele domenii :

1. eficienţa utilizării calculatoarelor în gestionarea marilor întreprinderi ;

2. probleme actuale ale cercetării operaţionale în economie ;

3. probleme privind organizarea şi structura sistemelor de prelucrare a datelor.

În cadrul meselor rotunde se va prezenta un scurt referat în care se vor arăta principalele probleme din domeniul respectiv şi se vor pune în discuţie unele aspecte mai deosebite.

INTERKAMA'68

DÜSSELDORF

9 — 15 Octombrie 1968

Tîrg de specialitate şi congres

Interkama Düsseldorf prezintă pentru tehnica măsurării şi a automaticii, şi în special pentru electronică, pneumatică şi hidraulică, o ofertă internaţională pentru toate domeniile industriale şi de cercetare.

Informaţii: Düsseldorfer Messegesellschaft mbH
NOWEA — 4 Düsseldorf, Messegelände,
Tel. 4 40 41

Honeywell

AUTOMATION

1041 Wien, Favoritenstrasse 42
Austria

Expoziţie tehnică

14—18 octombrie 1968
Clubul Finanţe Bănci
Str. Doamnei 2 — Bucureşti

EXPOZIŢIE ŞI CONFERINŢE TEHNICE ZILNICE DESPRE:

- Instalaţii de încălzire, aerisire şi climatizare.
- Aparate pentru supravegherea şi asigurarea arzătoarelor de uz casnic, pe şantiere şi în industrie.
- Semnalizatoare pentru spargeri şi incendii.
- Aparate de măsură şi control pentru industrie.
- Supravegherea apelor, din rîuri şi reziduale.
- Aparate pentru cercetări ştiinţifice.
- Intrerupător basculant de precizie „MICRO SWITCH".

In cadrul expoziţiei, specialiştii firmei stau la dispoziţia celor interesaţi cu consultaţii referitoare la toate domeniile de activitate.

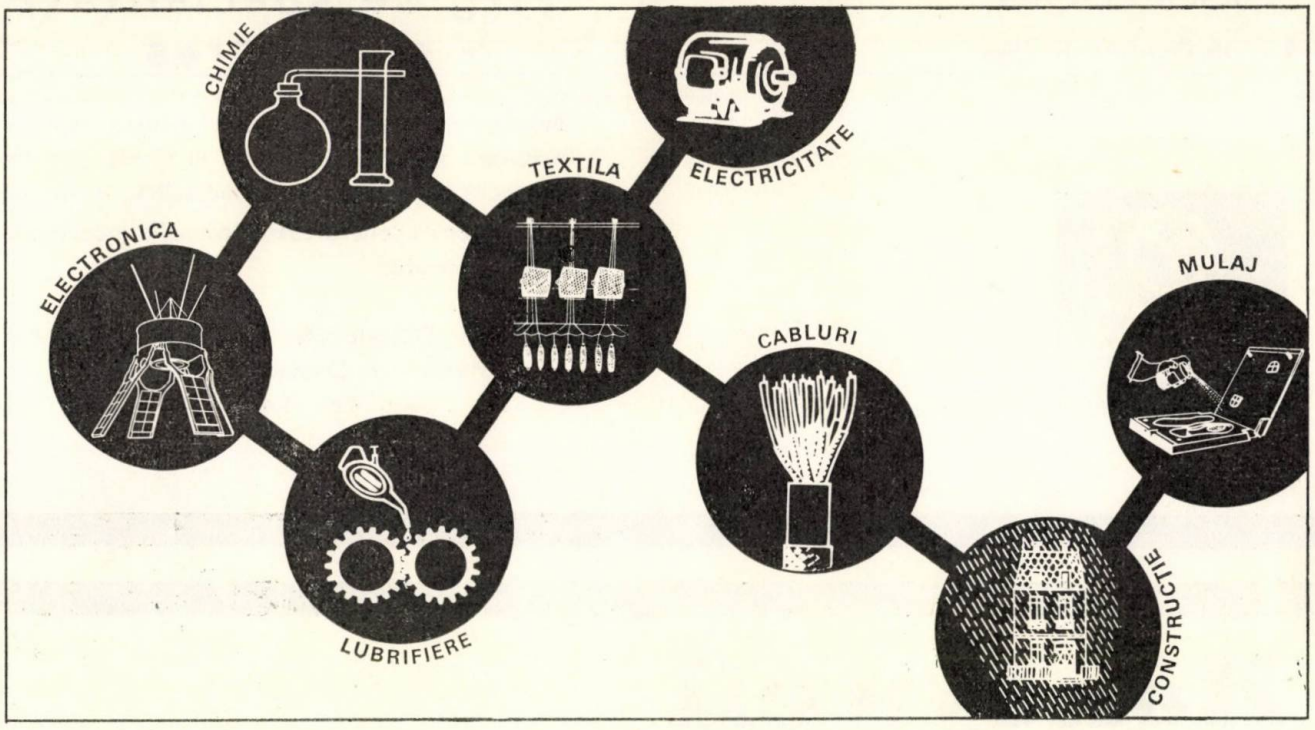
Programul se poate obţine de la firmă la cerere

Publicom

SISS
SILICONES

SOCIETE INDUSTRIELLE DES SILICONES

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 13.500.000 FRANCS - R.C. SEINE 55 B 4959
10, avenue Franklin-D.-Roosevelt - Paris 8e - FRANCE tél. 225.95.89



O SOLUȚIE DE SILICONI···

Stabilitate termică
Inerție chimică
Putere de hidrofugare
Neamestec cu materiile organice
Tensiune superficială slabă
Proprietăți electrice excelente

1 — EMULSII
Demulare — Hidrofugare — Înmuiere
2 — GRĂSIMI ȘI COMPOUNDURI
Lubrificare — Etanșeitate — Demulare
Compuși cu bisulfură de molibden „MOLYSLIP"
3 — FLUIDE
Cosmetice — Produse de întreținere
Aditivi pentru culori — Lubrificare
Aditivi pentru spume de poliuretani
Uleiuri pentru pompe de difuziune
Fluide hidraulice — Demulare
4 — ELASTOMERI „SILASTENE"
Mulare — Extruziune — Ungere
Manșonare — Manșonare de cabluri
5 — ELASTOMERI LA RECE
Confecționare de forme — Manșonare
Ungere — Lipire — Etanșeitate
6 — ANTISPUMANTE
7 — AEROSOLI
Demulare — Antispumante — Hidrofugare
8 — RĂȘINI ȘI LACURI
Culori — Lianți și aditivi — Hidrofugare
Izolări electrice
9 — ADEZIVI

BON DE TĂIAT

Numele .....
Întreprinderea .....
Adresa .....
.....
.....

Pentru toate informațiile tehnice sau vizita tehnicianului nostru, vă rugăm să ne înapoiați acest cupon cu adresa dv. exactă.

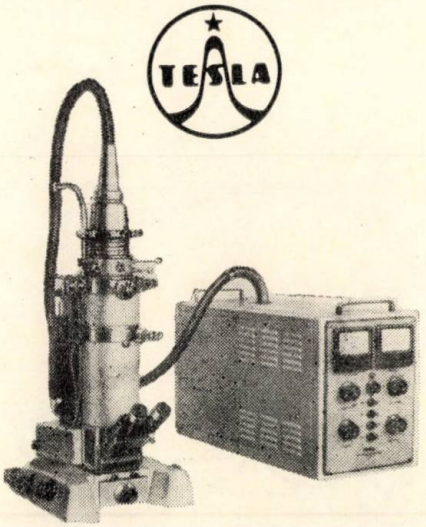
Regulator cu flotor dublu pentru încălzire cu țiței brut JIKOV

- O instalație care îndeplinește într-un domeniu larg funcția de reglare pentru livrarea de combustibil și pentru diferite tipuri de consumatori de căldură, avînd ca sursă de energie termică petrol (țiței brut).
- Corespunzător pentru sobe mici la încălzire casnică, cum și pentru încălziri pe etaje sau centrale de mari dimensiuni.
- Posibilitatea de reglare a debitului de combustibil cu ajutorul regulatorului în domeniul 3 pînă la 70 cm^3/min.

- Ampla experiență în producție acumulată în marca de fabricație Jikov oferă o garanție deplină pentru siguranță și calitate.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

TESLA

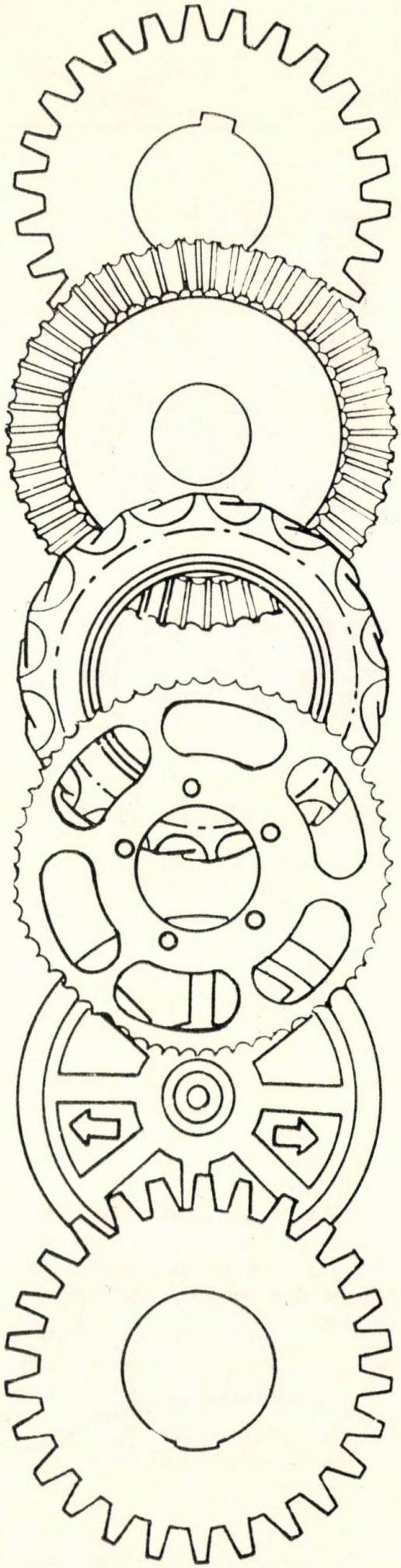


BS242E

Microscop electronic de masă TESLA BS 242 E

Microscop electronic cu radiații electromagnetice în realizare de masă. Puterea de separare punctiformă garantată a microscopului este de minimum 25 Å. Mărirea este de la 1000 pînă la 30 000 cu 10 scări la alegere. Tensiunea de accelerare a microscopului este comutabilă, 40 sau 60 kV, stabilitatea mai bună decît 4.10^{-5}. Optica electronică constă în lentile electromagnetice care sînt alimentate de la blocul de alimentare transistorizat TESLA BP 2420. Microscopul este prevăzut cu un binocular. Instalația de vacuum: o pompă de ulei rotativă cu două trepte și o pompă de difuziune răcită cu aer.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA



EXPOZIȚIA INDUSTRIALĂ BRITANICĂ

Alegerea echipamentului industrial, a mașinilor și a elementelor componente este de o importanță deosebită și nu cunoaște limite. Inalta calitate și performanțele deosebite ale produselor britanice sînt cunoscute și apreciate în toată lumea. Toate produsele care vor fi expuse în cadrul Expoziției Industriale Britanice corespund cerințelor specifice ale pieței românești. Datorită acestui fapt, în cadrul expoziției se vor expune produse care prezintă interes pentru reprezentanții fiecărei ramuri comerciale. Informații tehnice complete și prospecte vor fi distribuite la fiecare stand. De asemenea cu multe din produsele expuse se vor face demonstrații practice pentru a se ilustra condițiile de lucru.

Deschisă zilnic (inclusiv duminica) între orele 10–18.
In zilele de lucru, între orele 10–13, expoziția este deschisă numai pentru specialiști.

Organizatoarea expoziției este societatea
INDUSTRIAL AND TRADE FAIRS INTERNATIONAL LTD.

Expoziția funcționează în:

BUCUREȘTI, PIAȚA SCÎNTEII
17 27 octombrie 1968

PIAȚA SCÎNTEII BUCUREȘTI, 17-27 OCTOMBRIE 1968

CONFERINȚA REPUBLICANĂ DE CHIMIE ANALITICĂ

Eforie Nord
24—28 septembrie 1969

Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor Secția de Chimie organizează la Eforie Nord, în zilele de 24—28 septembrie 1969, Conferința Republicană de Chimie Analitică, cu următoarele secții :

Secția I METODE CHIMICE DE ANALIZĂ

Secția II METODE FIZICE DE ANALIZĂ

Secția III CONSTRUCȚII DE APARATE ȘI DISPOZITIVE FOLOSITE ÎN ANALIZA CHIMICĂ

Secția IV AUTOMATIZAREA MASURĂRILOR ANALITICE ȘI TEHNICA MĂSURĂRILOR AUTOMATIZATE

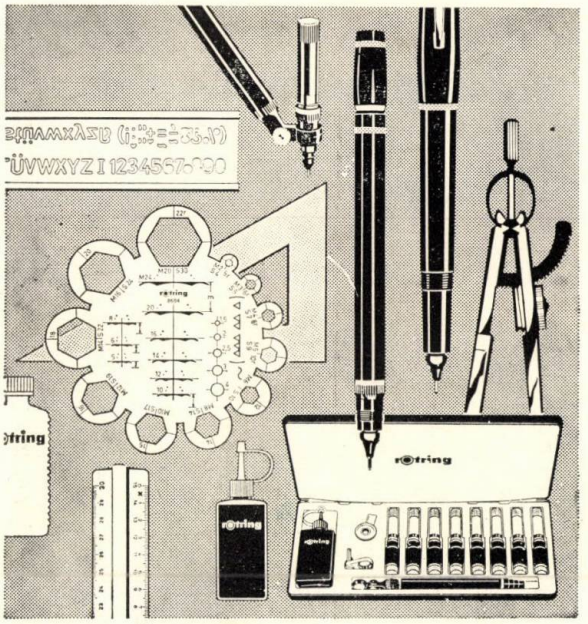
Cei care doresc să participe la lucrările conferinței urmează să completeze talonul de participare care se va trimite prin instituții și să-l expedieze pînă în data de 1 ianuarie 1969.

Cei care doresc să prezinte referate și comunicări sînt rugați să expedieze rezumatele lucrărilor, în 3 exemplare, în limbile română și engleză (maximum 500 cuvinte) pînă la data de 15 februarie 1969.

Propunerile vor fi selecționate pe baza acestor rezumate și pînă la 1 aprilie 1969 se va comunica rezultatul pentru lucrările introduse în program.

ÎNTREAGA CORESPODENȚĂ VA FI EXPEDIATĂ PE ADRESA:

Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor Secția Chimie pentru Comitetul de organizare al Conferinței Republicane de Chimie Analitică, Calea Victoriei nr. 118, etaj I, sector 1.



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuș Rapidograph, primul stilou cu tuș din lume, cu sistem tubular și mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm.

Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raționalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată și exactă, rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecționat stiloul cu tuș Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 7 grosimi de linii de la 0,2 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tușuri dizolvante de folii și solubile în apă.

Cu rotring se poate desena mai ușor — mai repede — mai rațional!

- Asigură o durată lungă de funcționare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Ușurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuș de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăța ușor

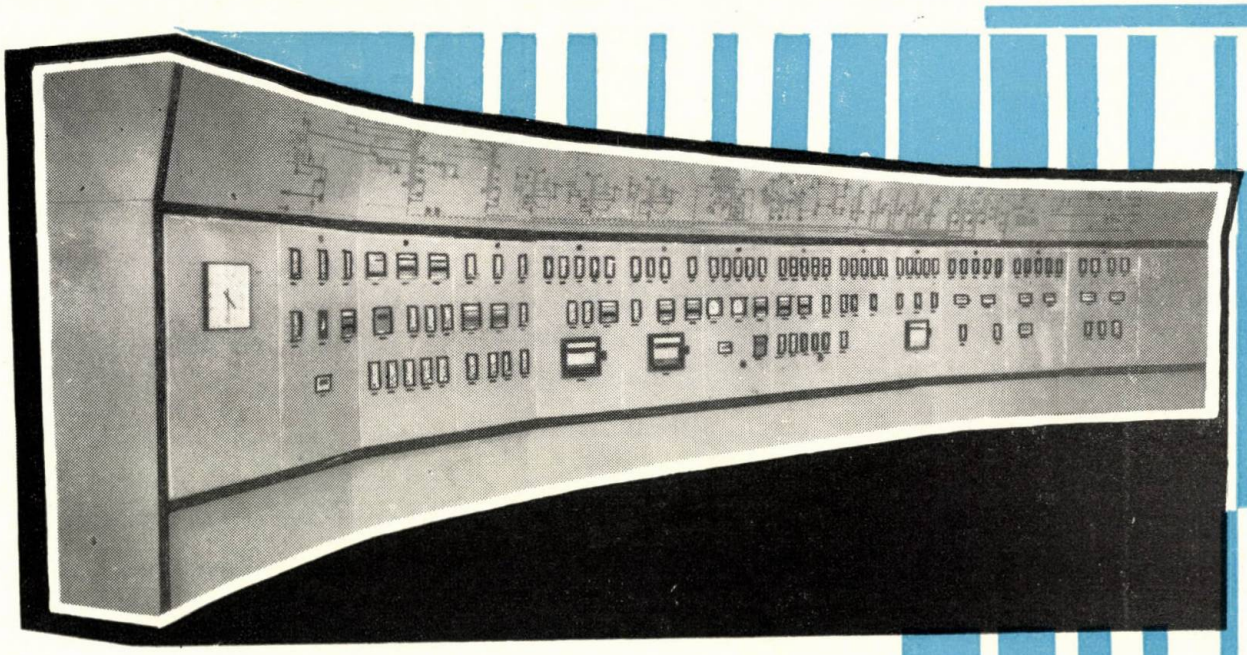
O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuș, tuș de desen, șablon de scris și desenat, linii, echere, compasuri.

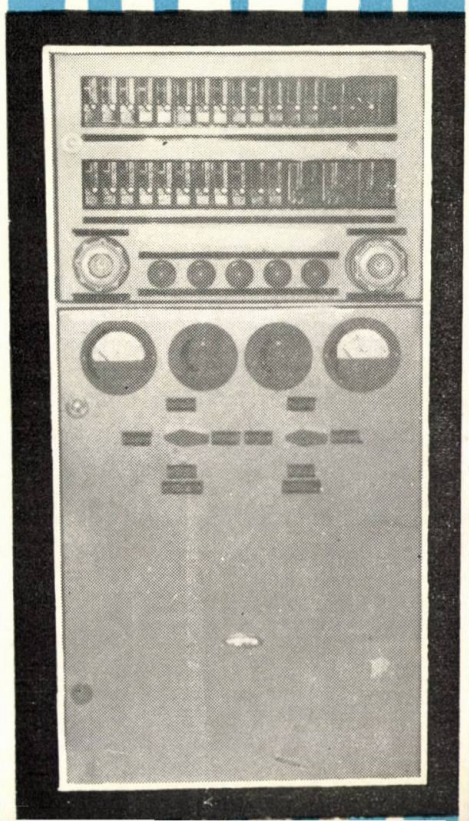
RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54
POSTFACH 13529
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereți prospecte !

Automatica

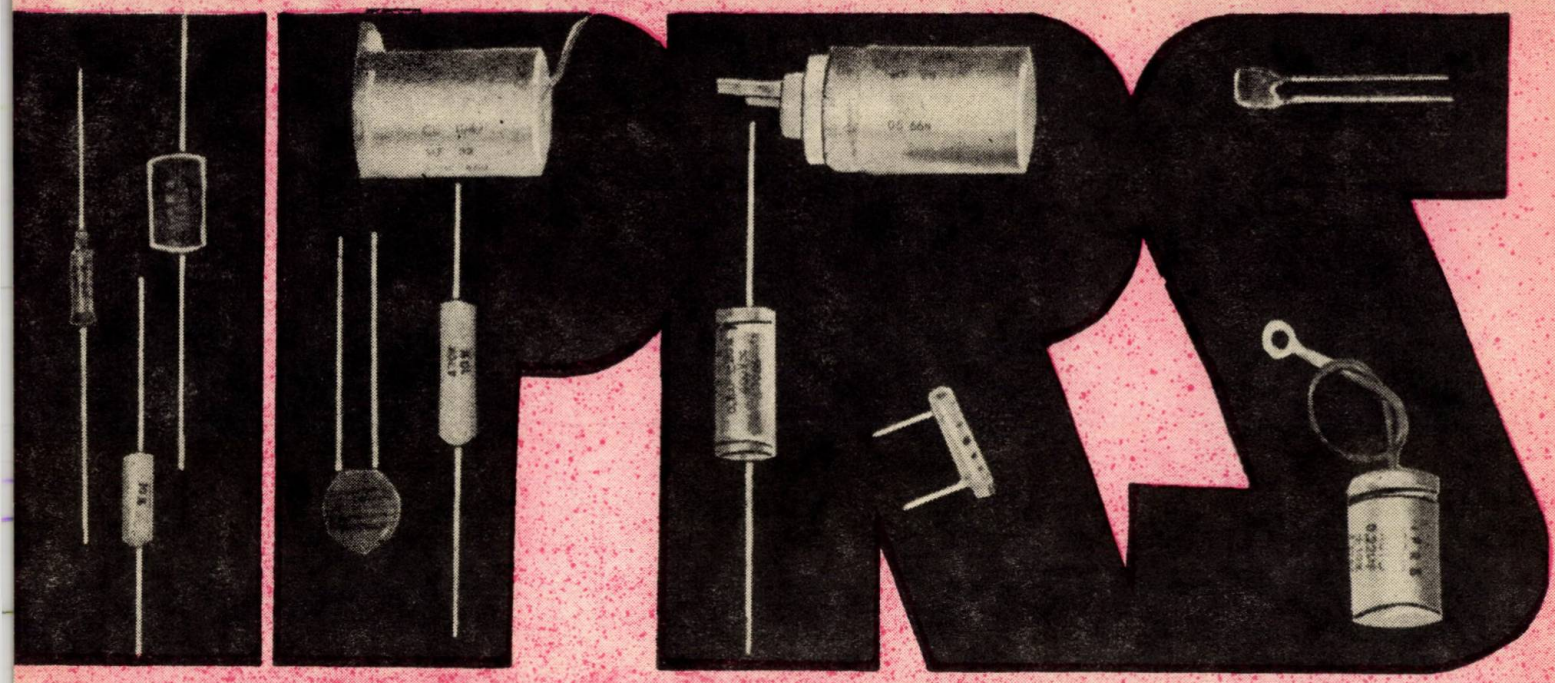
BUCUREȘTI — CALEA FLOREASCA Nr. 159 — TELEFON 12.77.10





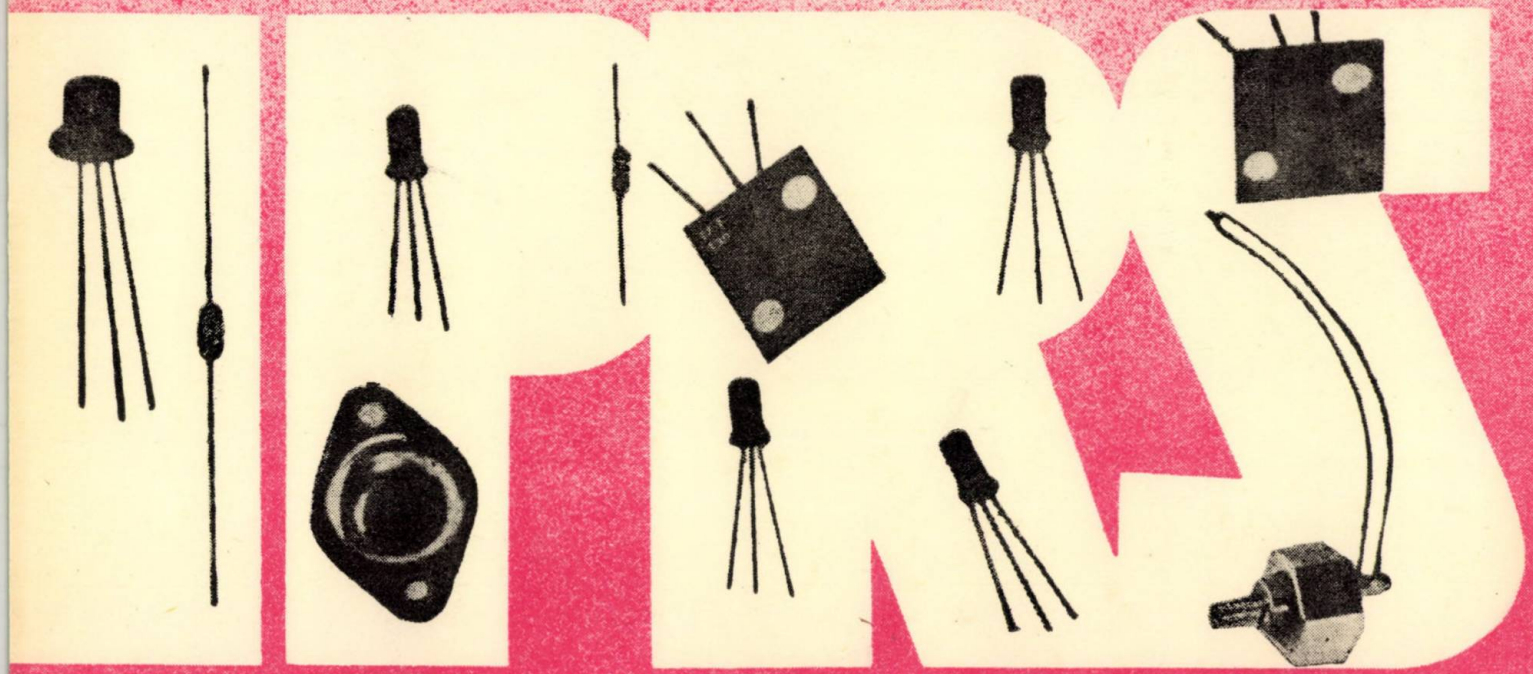
execută.

- panouri pentru automatizarea mașinilor—unelte
- panouri pentru automatizarea centralelor și stațiilor electrice
- panouri și pupitre pentru automatizarea complexă în industria siderurgică, chimică, alimentară etc.
- panouri debroșabile pentru instalații energetice
- instalații de automatizare complexe pe bază de echipament UNILOG și UNIDIN



Piese radio

- Rezistențe fixe cu peliculă de carbon
- Condensatoare styroflex
- Condensatoare electrolitice normale
- Condensatoare electrolitice miniatură
- Condensatoare ceramice
- Condensatoare cu hîrtie
- Cablaje imprimate



Dispozitive semiconductoare

- Tranzistoare cu germaniu, de joasă frecvență
  - — de mică putere
  - — de medie putere
  - — de putere
- Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvență
  - — de mică putere
  - — Drift
- Diode cu germaniu cu contact punctiform
- Redresoare cu germaniu de medie putere
- Fotodiode cu germaniu
- Diode redresoare cu siliciu
  - — de mică putere
  - — de putere
- Diode Zenner

Pentru informații suplimentare consultați catalogul I.P.R.S.—Băneasa

ÎNTREPRINDERE DE PIESE DE RADIO ȘI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

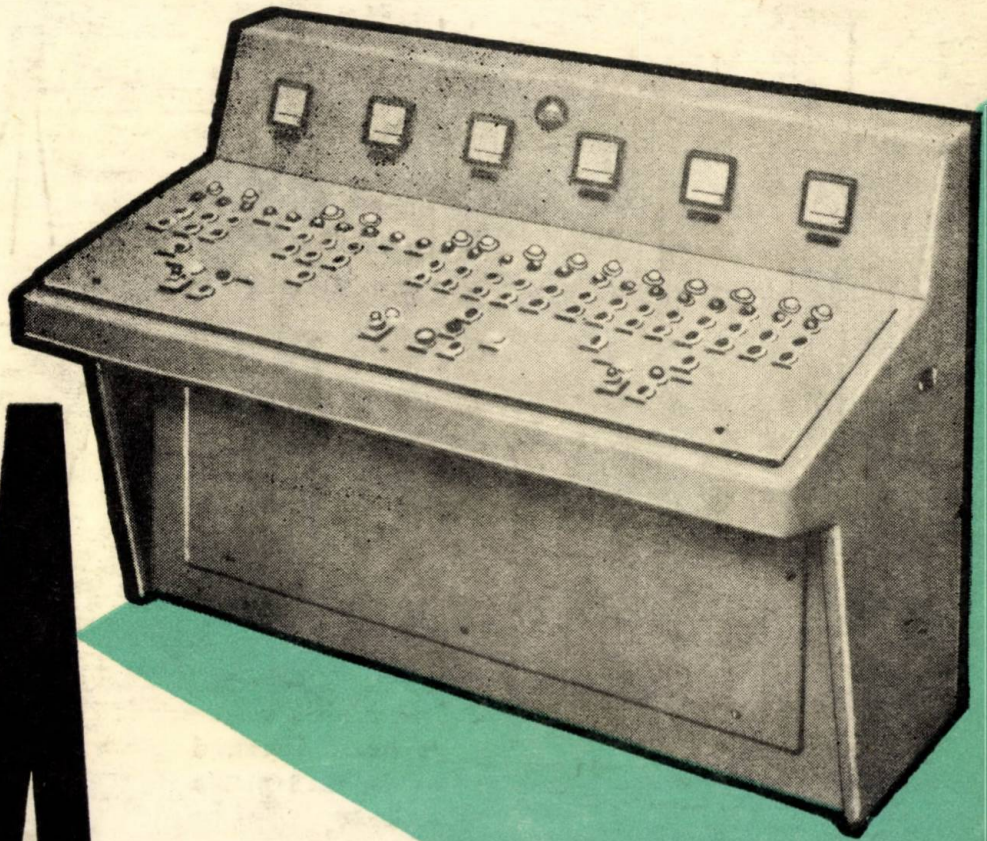
Băneasa ★ Strada Erou Iancu Nicolae nr. 32 ★ Sectorul 2 ★ Telefon : 33.38.30

ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1968 NOV 2

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.



IMIA

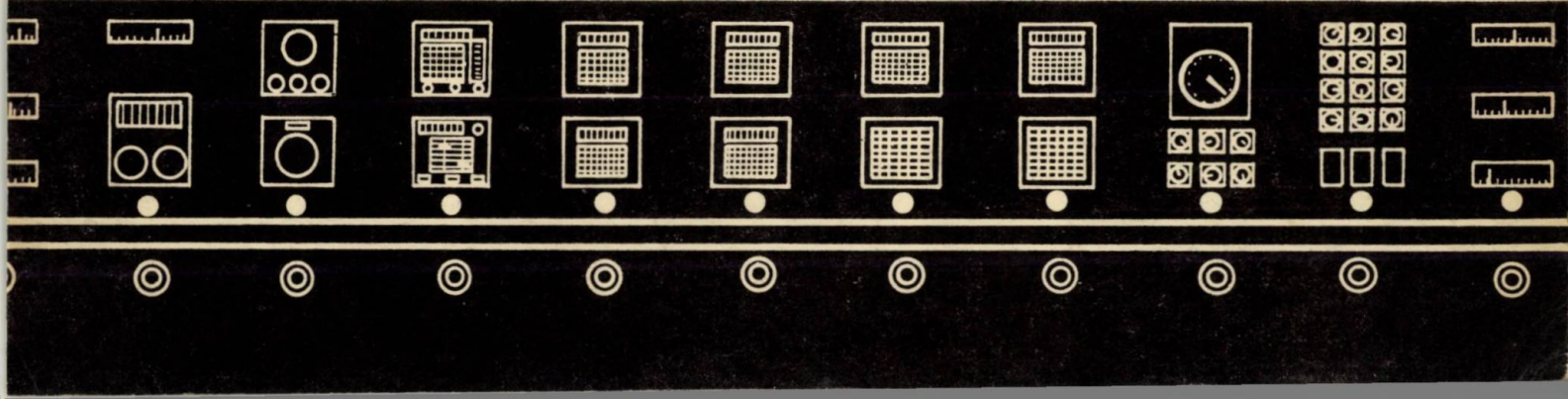
BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 12 ● Nr. 6 ● NOIEMBR. — DECEMBR. ● 1968



UZINELE Electronica

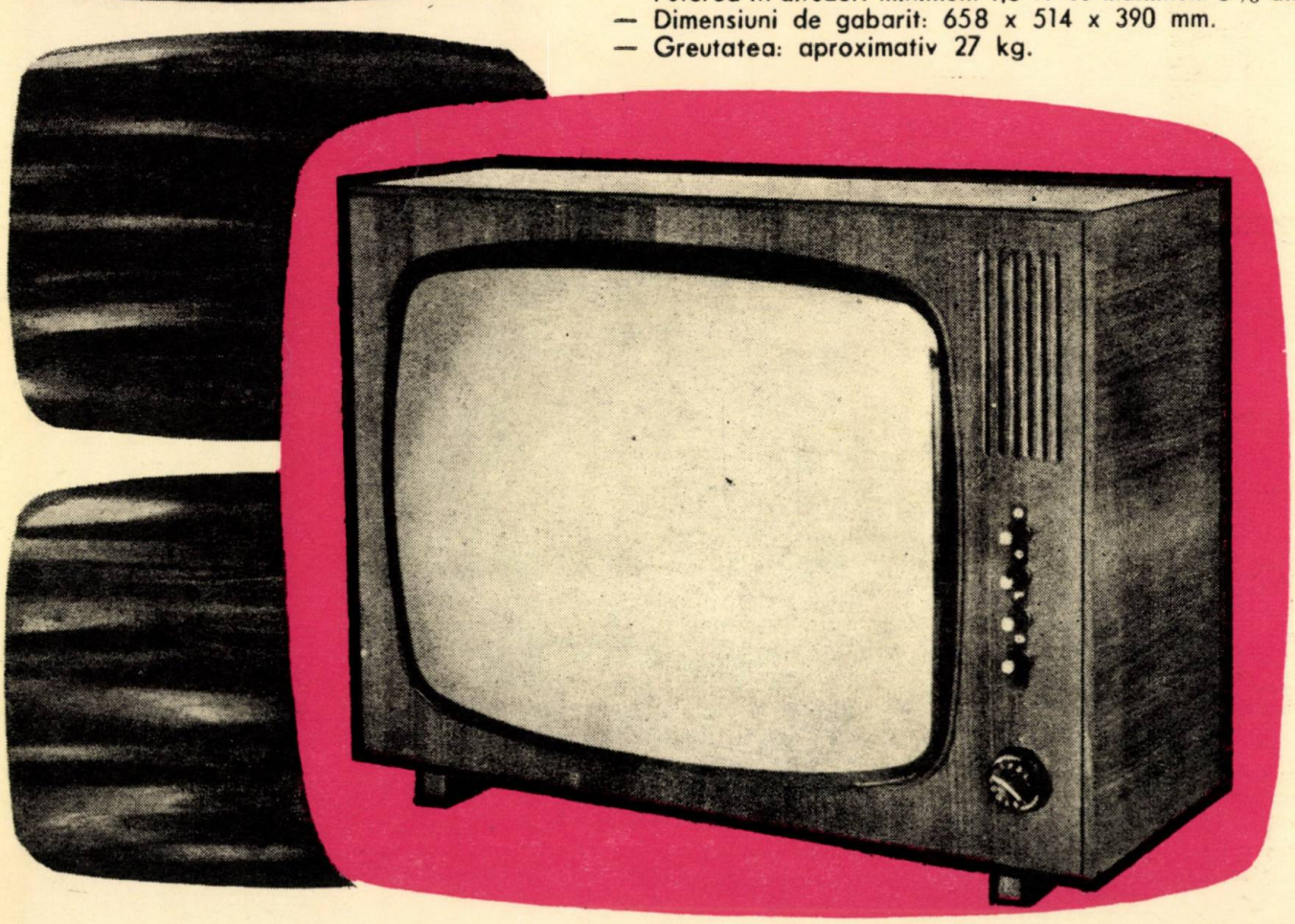
Un produs recent al Uzinelor „Electronica"

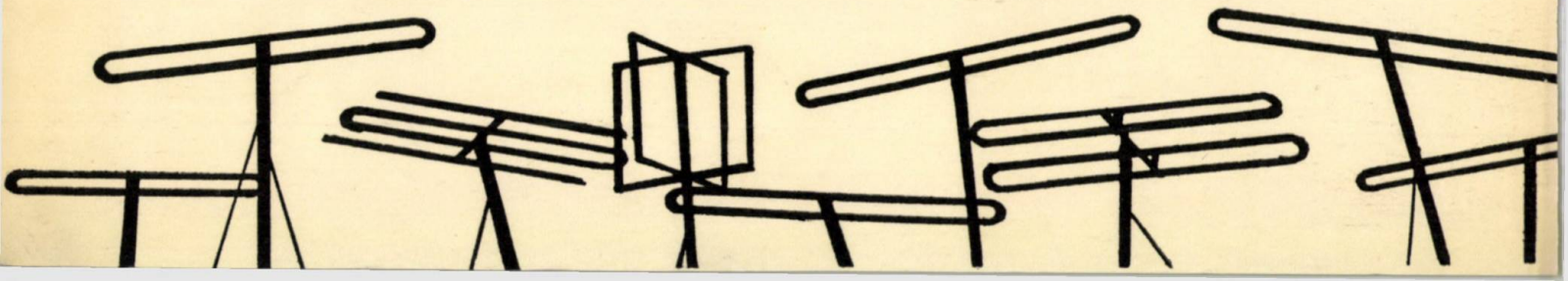
Televizorul „D A C I A 3"

Televizorul E 59 — 662 „Dacia 3" este un receptor de televiziune multicanal tip superheterodină, echipat cu tub cinescop autoprotejat, cu diagonala ecranului de 59 cm și unghi de deflexie de 110°.

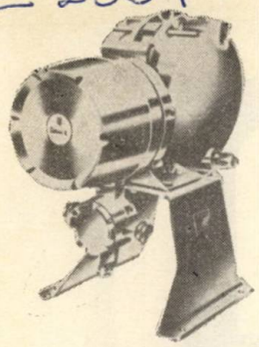
Televizorul este prezentat într-o casetă furniruită, avînd o linie asimetrică modernă, în stil nordic.

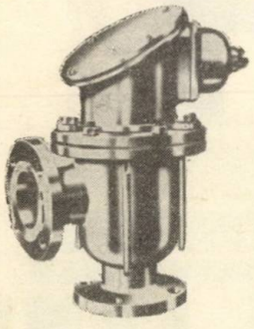
— Dimensiunile imaginii: 489 x 385 mm.
— Tensiunea de alimentare: 220 V — 50 Hz.
— 15 tuburi electronice — 6 diode semiconductoare.
— Selectorul de canale: 12 canale OIRT în banda FIF cu sistem de memorizare a acordului fin.
— Impedanța de intrare la borna de antenă: 75 ohmi (asimetric).
— Sensibilitatea limitată de amplificare: mai bună de 100 μV pentru 6 Vef pe catodul cinescopului.
— Definiția pe orizontală în centrul imaginii: minimum 450 linii.
— Puterea în difuzor: minimum 1,5 W cu maximum 5% distorsiuni.
— Dimensiuni de gabarit: 658 x 514 x 390 mm.
— Greutatea: aproximativ 27 kg.

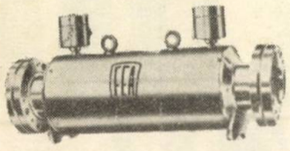


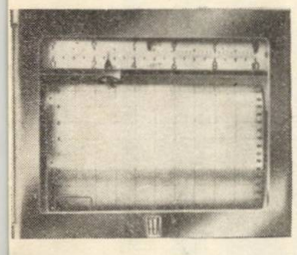


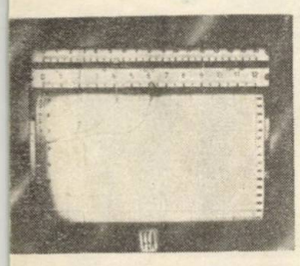
E 2551

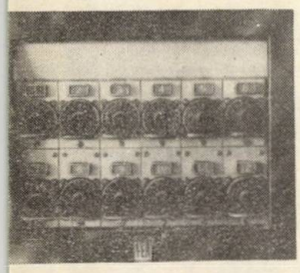


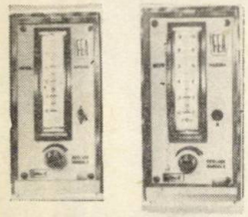


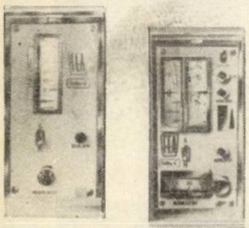












Livrăm aparate şi elemente de automatizare, circuite de comutaţie statică, instalaţii de control centralizat, cu diverse semnale unificate, pentru echiparea instalaţiilor de măsurare, de comandare sau de reglare, simple sau complexe, acoperind nevoile proceselor lente sau rapide din cele mai variate domenii industriale

FEA

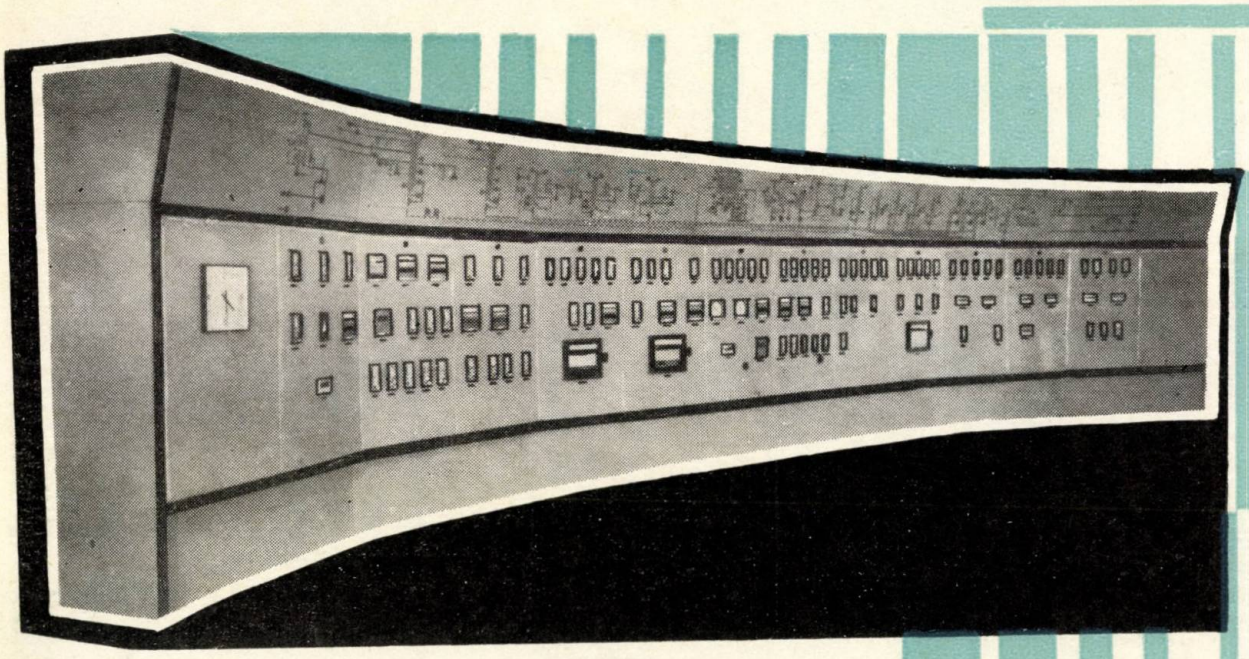
FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI

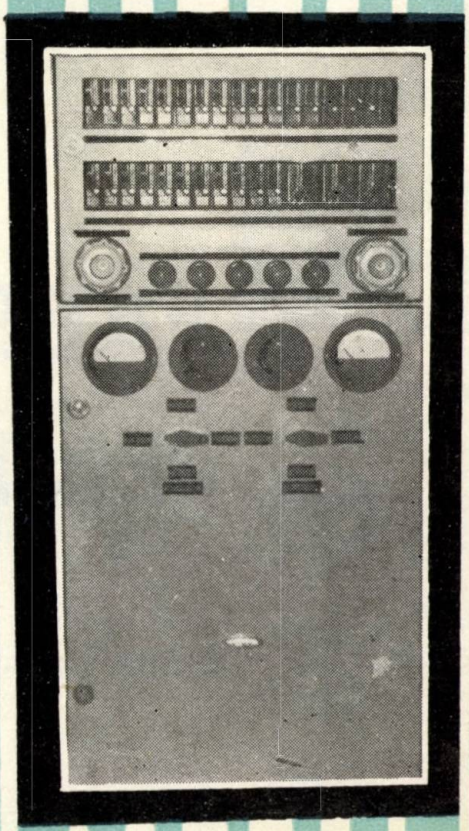
Bucureşti-Sectorul II Calea Floreasca Nr. 242 - 244

TELEFON: 33.26.60

Automatica

BUCUREŞTI — CALEA FLOREASCA Nr. 159 — TELEFON 12.77.10





execută.

- panouri pentru automatizarea maşinilor—unelte
- panouri pentru automatizarea centralelor şi staţiilor electrice
- panouri şi pupitre pentru automatizarea complexă în industria siderurgică, chimică, alimentară etc.
- panouri debroşabile pentru instalaţii energetice
- instalaţii de automatizare complexe pe bază de echipament UNILOG şi UNIDIN

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1843

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 12 (1968), nr. 6 (noiembrie — decembrie), p. 245—288

CUPRINS

CZ 681.31 : 62—52

Schächter, S. :

Calculatoare pentru conducerea proceselor tehnologice.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 245—255

Se expun caracteristicile funcţionale ale calculatoarelor de proces.

CZ 621. 3.062 : 621.382.3

Simonescu Marga :

Circuit transistorizat de numărare zecimală şi afişaj zecimal, cu consum redus.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 251—255

Se descriu circuitele componente ale numărătorului portabil transistorizat NUMEPORT, realizat la Institutul de fizică atomică.

CZ 621.373.4

Radu, A. :

Generatoare de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 256—263

Se urmăreşte eliminarea diodelor de susţinere folosite în cazul generatoarelor cu inductanţe liniare.

CZ 681. 327. 3 : 532.5

Florea, S. şi Stănescu, A. :

Principii constructive şi funcţionale ale elementelor fluidice cu acţiune continuă (II).

Automatica şi Electronica 12, nr. 6. nov-dec 1968, p. 263—271

Autorii prezintă elementele fluidice pasive, domeniile de utilizare a elementelor fluidice cu acţiune continuă şi perspectivele de dezvoltare a acestora.

CZ 681, 332

Lupaş, L. :

Conducerea optimală a unui sistem subamortizat de ordinul 2 cu semnale treaptă.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968. p. 271—274

Lucrarea tratează despre stabilirea unei metode universale de determinare a strategiei optimale pentru conducerea sistemelor subamortizate de ordinul 2.

CZ 681. 322

Nitu, C. I. :

Un nou principiu de construire a regulatoarelor numerice pentru mai multe canale.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 274—279

Autorul explică principiile de realizare a unui regulator numeric pentru reglarea simultană (în paralel) a unui mare număr de parametri.

CZ 621—53 : 681.3

Negoiţă, C. :

Asupra utilizării factorilor de asociere în sistemele automate de regăsire a informaţiilor.

Automatica şi Electronica 12. nr. 6, nov-dec 1968, p. 279—281

Se arată că utilizarea factorilor de asociere permit o desfăşurare mai elastică a procesului de regăsire.

CZ 681.31 :66.02/08—52

Papadache, I. :

Introducerea calculatoarelor în automatizarea proceselor chimice.

Automatica şi Electronică 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 281—282

ACTUALITĂŢI 282—284

RECENZII 284—286

DOCUMENTARE 286

INDEX ALFABETIC 287—288

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27; secretar general de redacție: 13.90.87 Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 16.21.70/173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, C. 5877.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.31 : 62–52

Шехтер, С.:

Счетные устройства для управления технологическими процессами.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 245–251

Приводятся функциональные характеристики счетных усторойств для управления процессами.

ДК 621.3.062 : 621, 382.3

Симонеску Марга:

Транзисторный контур десятичного исчисления и десятичные показания, с ограниченным расходом.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 251–255

Описаны составные контуры портативного транзисторного числителя Numeport, осуществленного Институтом атомной физики.

ДК 621, 373.4

Раду, А.:

Импульсные генераторы с индуктивностью при нелинейном разъединении.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 256–263

Исследуется питание поддерживающих диодов, применяемых в случае генераторов с линейной индуктивностью.

ДК 681, 327. 3 : 532.5

Флоря, С. и Стэнеску, А.:

Конструктивные и функциональные принципы текучих элементов постоянного действия (II).

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 263–271

Авторы описывают пассивные текучие элементы, области применения текучих элементов постоянного действия и перспективы их развития.

ДК 681, 332

Лупаш, Л.:

Оптимальное управление подамортизованной системой 2-го порядка со ступенчатыми сигналами.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 271–274

Работа посвящена установлению универсального метода определения оптимальной стратегии управления подамортизованными системами 2-го порядка.

ДК 681.322

Ниту, К. И.:

Новый принцип конструкции числовых регуляторов для нескольких каналов.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 274–279

Автор объясняет принипы осуществления числового регулятора для одновременного (параллельного) регулирования большого количества параметров.

ДК 621–53 : 681.3

Негоицэ, Л.:

О применении факторов ассоциации в автоматических системах нахождения информаций.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 279–281

Показано, что применение факторов ассоиации позволяет более эластично проводить процесс нахождения.

Пападаке, И.:

ДК 681.31 : 66.02/.08–52

Введение счетных устройств в автоматизацию химнческих процессов.

Automatica şi Electronica 12, Н. 6, ноябрь—дек. 1968, стр 281–282

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 282–284

РЕЦЕНЗИЙ 284–286

ДОКУМЕНТАЦИЯ 286

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАЕЛЪ 287–288

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.31:62–52

Schächter, S.:

Rechenmaschinen zur Steuerung der technologischen Prozesse.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 245–251

Es werden die Funktionscharakteristiken der Prozessrechenmaschinen behandelt.

DK 621.3.062:621-382.3

Simonescu Marga:

Transistorisierter Kreis zur Dezimalzählung und Dezimalanzeige, mit niedrigem Verbrauch.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 251–255

Beschrieben werden die Komponentenkreise des tragbaren transistorisierten Rechners NUMEPORT, der im Institut für Atomphysik fertig gestellt wurde.

DK 621.373.4

Radu, A.:

Impulsgeneratoren mit nichtlinearer Trenninduktanz.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 256–263

Beabsichtigt wird die Ausscheidung der Stützdioden, die bei den Generatoren mit linearer Induktanz verwendet werden.

DK 681.327.3:532.5

Florea, S. und Stănescu, A.:

Konstruktive und Betreibsprinzipien der fluidischen Element mit Dauerwirkung (II).

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 263–271

Die Verfasser zeigen die passiven fluidischen Elemente, die Anwendungsgebiete der fluidischen Elemente mit Dauerwirkung sowie ihre Entwicklungsaussichten.

DK 681.332

Lupaş, L.:

Die beste Steuerung eines untergedämpften Systems zweiten Grades mit Stufensignalen.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 271–274

Die Arbeit verfolgt die Feststellung einer allgemeinen Methode zur Bestimmung der Beststrategie in der Führung der untergedämpften Systeme zweiten Grades.

DK 681.322

Nitu, C. I.:

Ein neues Prinzip zum Bau von numerischen Reglern für mehrere Kanäle.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 274–279

Der Verfasser erklärt die Prinzipien der Herstellung eines numerischen Reglers zur gleichzeiten (parallelen) Regelung einer grössern Anzahl von Parametern.

DK 621–53:681.3

Negoiţă, C.:

Ueber die Anwendung der Assoziierungsfaktoren bei den automatischen Systemen zur Wiederfindung der Mitteilungen.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 279–281

Es wird gezeigt dass die Verwendung der Assoziierungsfaktoren eine elastischere Abwicklung des Wiederfindungsprozesses ermöglicht.

NOTE

DK 618.31:66.02/08–52

Papadache, I.:

Die Einführung der Rechenmaschinen in die Automatisierung der chemischen Prozesse.

Automatica şi Electronica 12, H. 6, Nov-Dez 1968, S. 281–282

Aktuelles 282–284

Buchbesprechungen 284–286

Dokumentation 286

Alphabetisches Verzeichnis 287–288

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XII (pag. 245—288) nr. 5, noiembrie — decembrie Bucureşti, 1968

Dr. ing. S. SCHÄCHTER

Calculatoare pentru conducerea proceselor tehnologice

Introducerea mijloacelor de prelucrare a informaţiilor de automatizare

Creşterea nivelului de automatizare şi introducerea aparaturii de analiză au permis menţinerea proceselor automatizate în toleranţe foarte strînse şi deci creşterea calităţii produsului. Aceasta a condus în acelaşi timp la creşterea numărului de puncte de culegere a informaţiilor din proces şi la necesitatea prelucrării rapide a acestora în vederea conducerii procesului.

Au trecut peste 15 ani de la introducerea primelor maşini de control centralizat. Acestea au constituit primele instalaţii de concentrare a informaţiilor din proces şi de prezentare a acestora, după o primă prelucrare. Aceste maşini reprezintă echipamente de conversie secvenţială a variabilelor procesului în mărimi numerice ce se înregistrează cu ajutorul maşinilor de scris; această înregistrare evidenţiază ieşirea valorilor respective din limitele prescrise (limite memorizate de instalaţie) şi alarmează operatorul. Unele maşini de control centralizat execută şi anumite operaţii simple ca liniarizări, realizări de medii, de rapoarte, corecţii etc., fiind prevăzute cu memorie cu miezuri de ferită de mici dimensiuni în vederea acestui scop. În acestă categorie de instalaţii intră şi maşina de control centralizat DL—100 produsă de FEA. Organizarea acestor maşini este în general modulară, unitatea operaţională fiind numărul de puncte din proces urmărite. Costul acestor instalaţii este în general între 200 000 — 2 000 000 lei. Principalul obiectiv al introducerii lor îl constituie posibilitatea concentrării informaţiilor, eliminarea înregistratoarelor din buclele de reglare şi micşorarea eforturilor legate de întocmirea rapoartelor asupra desfăşurării procesului. Deşi iniţial aceste instalaţii au fost considerate ca avînd viitor, dezvoltarea instalaţiilor de automatizare (introducerea buclelor de reglare fără înregistrator) şi insuficienţa prelucrărilor asigurate de aceste echipamente nu au justificat această speranţă în suficientă măsură şi tendinţa este de a le înlocui cu calculatoare numerice capabile să contribuie la conducerea procesului, nu numai la urmărirea acestuia.

Introducerea calculatorului electronic ca element al instalaţiei de automatizare a fost condiţionată de dezvoltarea aparatelor de analiză în flux, de creşterea atenţiei acordate calităţii procesului şi de creşterea necesităţii utilizării optime a agregatelor. În tabela 1 sînt prezentate principalele momente ale dezvoltării introducerii mijloacelor de calcul în instalaţiile de automatizare. În dezvoltarea acestei

Tabela 1

Dezvoltarea introducerii calculatoarelor pentru procese

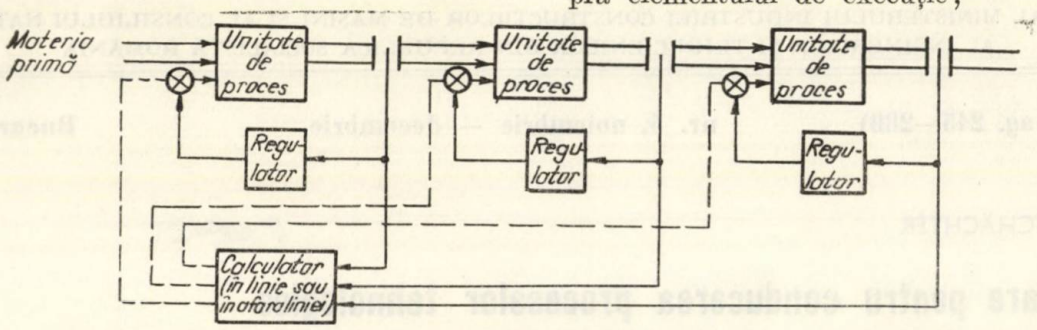
1935	— Perfecţionarea regulatorului PID pneumatic pentru aplicaţii în procese industriale.
1945—1950	— Dezvoltarea şi introducerea diferitelor aparate de analiză a calităţii în linie.
1952	— Punerea la punct a gazoanalizorului cromatograf.
	— Dezvoltarea primului regulator electronic pentru procese industriale.
	— Primele propuneri de realizare a conducerii proceselor cu ajutorul calculatoarelor.
1955	— Primul calculator industrial (Ramo-Woldridge) este introdus drept calculator de proces.
1958	— Apar mai mulţi fabricanţi de calculatoare din generaţia I. Se întocmesc primele proiecte de utilizare a calculatorului în industria metalurgică, a energiei electrice şi în industria chimică.
1960	— Se instalează primul calculator de proces ce lucrează în buclă închisă. Calculatoarele sînt în general acceptate în industrie pentru prelucrări de date, supraveghere şi alarmare.
1962	— Apare generaţia a doua de calculatoare utilizate în proces. Se fac primele experimentări de reglare numerică directă cu calculator.
1964	— Comanda punctelor de referinţă în buclă închisă cu ajutorul calculatorului este în general acceptată în industrie.
1965	— Este disponibilă a treia generaţie de calculatoare pentru procese. S-a dezvoltat o gamă largă de calculatoare pentru reglare numerică directă.

acţiuni se disting patru nivele de complexitate :

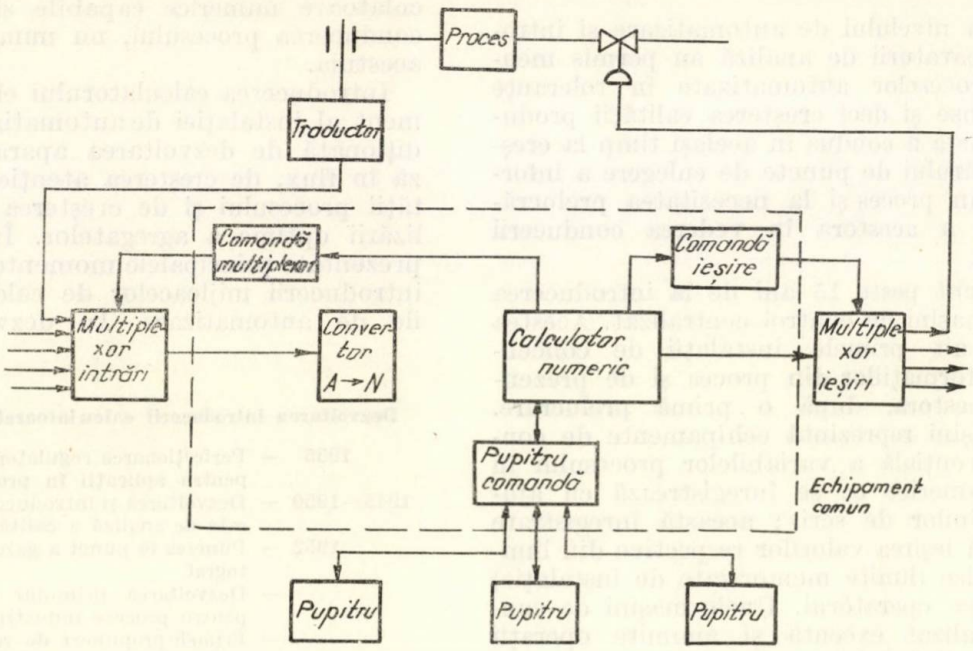
— culegere şi prelucrare în buclă deschisă sau elaborare de ghiduri de conducere pentru operaţii ;

— conducere sau optimizare prin modificarea punctelor de referinţă a sistemelor analogice de reglare automată ;

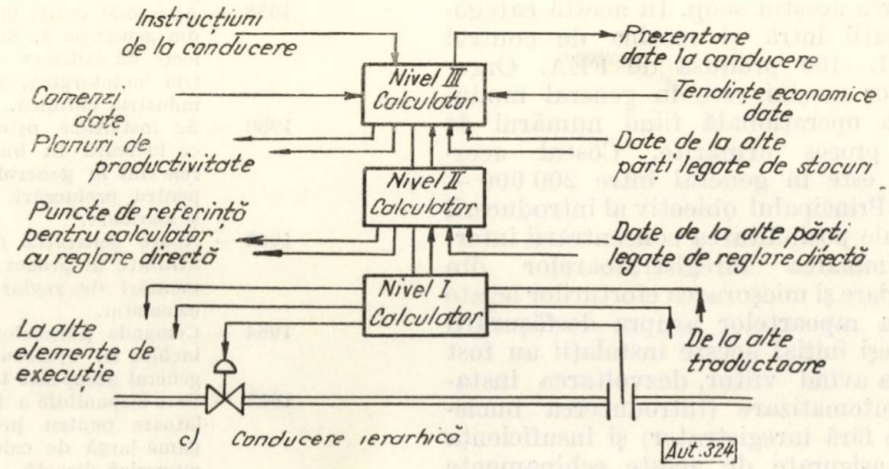
— reglare numerică directă, acţionînd asupra elementului de execuţie ;



a) Ghiduri de proces sau reglare prin modificarea punctelor de referinţă



b) Reglare numerică directă



c) Conducere ierarhică

Aut.324

Fig. 1. Tipuri de conducere a proceselor cu calculator.

— conducerea ierarhică, pe mai multe nivele, a unităţii industriale.

Cele peste 2 000 instalaţii industriale ce folosesc calculatotul electronic în instalaţia de automatizare se încadrează în majoritate în primele două nivele. Începînd cu anul 1965 se dezvoltă puternic tendinţa de a introduce calculatorul pentru reglarea numerică directă (DDC — Direct Digital Control). Instalaţiile de conducere integrată, nivelul cel mai complex, rămîn încă unităţi singulare. În figura 1 sînt prezentate schematic cele patru nivele amintite.

Cerinţe faţă de calculator, ca element al instalaţiei de automatizare

Introducerea calculatorului numeric în instalaţiile de automatizare a fost legată de necesitatea unor adaptări în ce priveşte atît aparatura de automatizare cît şi calculatorul.

O primă problemă a fost legată de costul calculatorului. Fiind un utilaj scump, introducerea sa era limitată de posibilităţile de justificare a investiţiei. S-au urmărit două soluţii: realizarea de calculatoare specializate şi elaborarea de calculatoare universale cu caracteristici mai adecvate conducerii proceselor tehnologice.

Soluţia calculatoarelor specializate (optimizatoare, dispozitive de programare etc.) s-a dovedit a fi neindicată datorită lungimii reduse a seriei de fabricaţie şi imposibilităţii dezvoltării ulterioare. Astfel de dispozitive au fost elaborate pentru unele instalaţii, dar nu s-au generalizat. O altă soluţie a fost realizarea de module de calcul capabile de a fi asamblate după necesităţi (soluţia echipamentelor Elliott Arch); nici această soluţie nu a reuşit să rezolve problema. Soluţia dezvoltării calculatoarelor pentru proces, cu observarea tuturor posibilităţilor de reducere a costului echipamentului, este aceea care s-a impus. Faţă de primul calculator numeric introdus în proces în 1955, RW 300, calculatorul PDP 8 S, elaborat în 1966, costă de zece ori mai ieftin la aceeaşi capacitate de prelucrare. Introducerea circuitelor integrate a contribuit de asemenea la scăderea costului acestor echipamente, realizîndu-se în 1967 un calculator de proces al cărui cost este de circa patru ori costul unei bucle de reglare convenţională. Prin introducerea reglării numerice directe, costul instalaţiei de automatizare în ansamblu se reduce, datorită înlocuirii regulatoarelor analogice.

Trebuie menţionată însă o tendinţă contradictorie în dezvoltarea calculatoarelor de proces: pe de o parte scăderea costului, pe de altă parte creşterea necesităţilor de prelucrare, respectiv cerinţe mai mari relative la performanţele unităţii centrale şi ale periferiilor.

Introducerea calculatorului ca element al buclei de reglare a condus la reconsiderarea acestei tehnici. Algoritmele clasice de reglare ale regulatoarelor (P, PI şi PID) au putut fi completate cu algoritme mai complexe care permit creşterea eficienţei dispozitivului. Tehnica regulatoarelor analogice se bazează în special pe acţiunea de reacţie (feed back), pe cînd acţiunea calculatorului în bucla de reglare este în special legată de acţiunea de anticipare (feed forward). Se poate spune că reglarea numerică directă deschide posibilitatea cuprinderii în realitate a calculatorului în bucla de reglare prin preluarea funcţionării dinamice a buclei. Folosirea calculatorului numai pentru modificarea mărimilor de referinţă în buclă închisă, cu toate rezultatele obţinute în funcţionarea de ansamblu a procesului, nu justifică în suficientă măsură generalizarea acestei tehnici. Se pune deci problema ca, în cadrul instalaţiei de automatizare, calculatorul să devină un element indispensabil prin funcţiunile şi performanţele sale.

Introducerea în instalaţia de automatizare ridică şi probleme legate de siguranţa în funcţionare, gabarit şi consum de energie. Nu întîmplător dezvoltarea calculatoarelor pentru procese tehnologice a urmat îndeaproape dezvoltarea calculatoarelor folosite în aviaţie, pentru care toate problemele indicate mai sus reprezintă criterii de importanţă primordială. Siguranţa în funcţionare a condus la necesitatea de a admite maximum patru ore de nefuncţionare pe an, respectiv de a prevedea dispozitive de autosupraveghere permanentă în partea hardware şi cea software. Dezvoltarea reglării numerice directe a impus tehnica dublării anumitor circuite pentru a creşte gradul de siguranţă în funcţionare.

Caracteristicile părţii de circuite (hardware) a calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice

După cum s-a mai amintit, soluţia care s-a impus pentru etapa actuală este folosirea, la conducerea proceselor tehnologice, a calculatoarelor numerice universale cu anumite caracteristici. Aceste caracteristici decurg din necesitatea de a corespunde cerinţelor instalaţiei şi de a se obţine un cost mai scăzut pentru echipament. Se constată tendinţa tuturor producătorilor importanţi de calculatoare electronice de a elabora unităţi pentru conducerea proceselor tehnologice, unităţi de capacitate mică care sînt folosite şi la calcule tehnico-ştiinţifice. Deşi caracteristicile acestor calculatoare diferă de la producător la producător şi sînt în general integrate în familii, totuşi

se pot distinge un număr de caracteristici funcţionale comune.

Unitatea centrală. Unitatea centrală este organizată pe cuvînt şi nu pe caracter ca în cazul calculatoarelor orientate spre calcule economice. Lungimea cuvîntului este mai redusă, cuprinsă în general între 12 şi 24 biţi. Necesităţile de control centralizat, alarmare şi programare secvenţiale nu indică lungimea cuvîntului mai mare decît 18 biţi. Reglarea numeri-

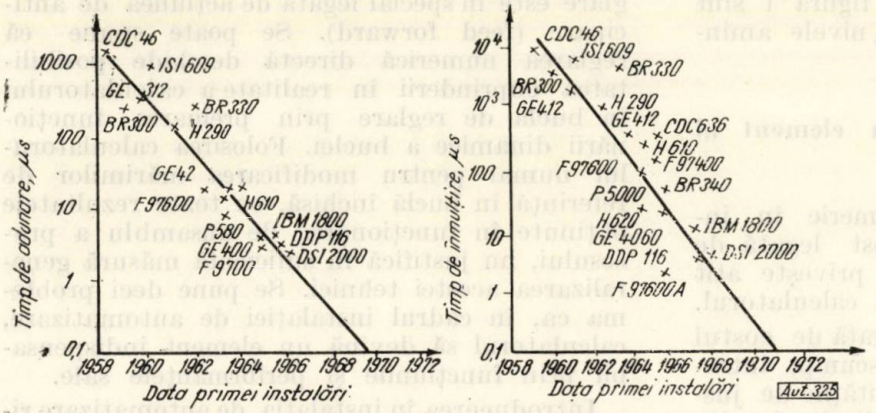


Fig. 2. *BR* — Bunker-Ramo; *CDC* — Control Data Corporation; *ISI* — Information System Incorporated (Elliott); *H* — Honeywell; *GE* — General Electric; *F* — Foxboro; *P* — Proda Westinghouse; *IBM* — International Business Machines; *DDP* — Computer Control Company; *DSI* — Data System Incorporated.

că directă şi optimizarea necesită însă prelucrări mai complexe şi posibilităţi mai mari de adresare, ceea ce face ca lungimea cuvîntului să se deplaseze spre 20—24 biţi.

Lungimea scurtă de cuvînt permite o organizare mai economică a întregii părţi hardware. Calculatorul utilizat la Combinatul siderurgic Galaţi are lungimea de cuvînt de 13 biţi; calculatorul ce urmează a fi instalat la centrala termică Luduş, are lungimea de cuvînt de 18 biţi.

Codul de instrucţiuni este în general redus, nedepăşind în medie 40 de instrucţiuni de bază faţă de 120—160 în cazul calculatoarelor orientate spre probleme economice. Instrucţiunile sînt cele relative la operaţiile de calcul, operaţii de deplasare, funcţionare cu periferii, salturi. Nu sînt prevăzute în general operaţii de mascare, repetare, funcţionări cu cuvinte fracţionate sau multiple. De asemenea nu sînt prezente, în general, instrucţiunile de virgulă mobilă sau blocul cablat respectiv.

În ceea ce priveşte tipul adresării folosite, caracteristica este adresarea directă şi imediată. Nu se întîlneşte în general adresarea indirectă la aceste calculatoare.

Se poate spune că proiectarea codului de instrucţiuni urmăreşte în special realizările operaţiilor simple şi lucrul cu periferia.

Viteza de realizare a operaţiilor a fost considerată iniţial drept un parametru necritic pentru acest tip de calculatoare. Ulterior, pe măsura necesităţilor elaborării programelor de prelucrare în paralel cu cele de supraveghere, şi mai ales pe măsura introducerii reglării numerice directe, cerinţele relative la vitezele de lucru au crescut substanţial. Astfel, calculatorul IBM 1800 (1966) are timpul de adunare de circa 4 μs şi cel de înmulţire, de circa 10 μs. În figura 2 este prezentată evoluţia vitezelor de realizare a adunării şi înmulţirii la calculatoarele de proces. Necesitatea de a cuprinde un număr mai mare de bucle de reglare, de funcţionare, în timp real, impune cereri sporite relative la viteza de realizare a operaţiilor. În general, din acest punct de vedere se pot considera aceleaşi performanţe şi pentru calculatoarele de proces ca şi pentru cele economice.

Diferenţa apare, în ceea ce priveşte viteza de realizare, în frecvenţa diferitelor tipuri de instrucţiuni. Astfel, pentru calculatoarele de proces, setul tipic se consideră format din 60% instrucţiuni de introducere în memorie, 30% adunări şi scăderi şi 10% salturi condiţionale şi altele; pentru calculatoarele economice setul tipic se consideră format din 55% adunări şi scăderi, 5% înmulţiri şi împărţiri, 20% deplasări şi 20% testări.

În ceea ce priveşte tehnologia folosită în construcţia acestor calculatoare, este de remarcat faptul că primele calculatoare pe care un fabricant le realizează în circuite integrate sînt de obicei calculatoarele de proces. Tehnica transistoarelor cu siliciu a fost de asemenea introdusă prima oară pentru acest tip de calculatoare. Necesitatea asigurării unui grad ridicat de siguranţă în funcţionare, reducerea gabaritului şi a consumului, funcţionarea în condiţii grele (în cadrul utilajelor tehnologice) au condus la folosirea tehnologiilor celor mai avansate. Circuitele integrate răspund necesităţilor amintite mai sus şi de aceea se observă tendinţa amintită. În ceea ce priveşte logica folosită, se pare că cea mai răspîndită în această etapă rămîne logica TTL.

Capacitatea memoriei interne a constituit de la început o problemă discutabilă. Cunoscîndu-se costul ridicat al acestui bloc şi necesitatea primordială a scăderii costului calculatorului, producătorii s-au orientat spre blocuri de memorie redusă, nedepăşind în general 16 K cuvinte. (Calculatorul de la C. S. Galaţi are 1 K, iar cel de la termocentrala Iaşalniţa are 4 K.) Necesităţile reglării numerice directe cer cuprinderea unui număr cît mai mare de bucle folosind programe de reglare

diferită şi, respectiv, funcţionare întreţesută în timp. Optimizarea presupune de asemenea folosirea unor programe speciale de cercetare. Toate acestea au dus la necesitatea folosirii de compilatoare şi de programe operative, respectiv necesitatea de a dispune de memorii interne de capacitate mai mare. Această tendinţă s-a accentuat pe măsura folosirii calculatorului în conducerea integrată, respectiv a cuprinderii şi a unor activităţi economice. Se poate considera însă că tendinţa generală de construire a acestor calculatoare rămîne încă, din punct de vedere al memoriei interne, la o soluţie de capacitate redusă. În ceea ce priveşte ciclul memoriei, s-a urmărit permanent obţinerea de cicluri cît mai scurte pentru a asigura o manipulare cît mai operativă a datelor şi viteze ridicate de realizare a operaţiilor. Ciclul de 1,5 μs se consideră astăzi maximal pentru calculatoarele cu circuite integrate.

Cu toată tendinţa pronunţată pentru obţinerea de echipamente cu cost redus, se constată prezenţa unor dispozitive care conduc implicit la complexitatea structurii unităţii centrale. Astfel, calculatorul de proces este dotat cu un sistem de întreruperi prioritare cablat, în general complex. Deşi numărul de nivele prioritare nu este prea ridicat (4—20), totuşi necesitatea de a asigura intrarea imediată a unor programe (programul de alarmă, de exemplu), necesitatea de a se introduce (mai ales la reglarea numerică directă) programe frecvent iniţiate din exterior, au condus la elaborarea de sisteme de întreruperi pe mai multe nivele, fiecare nivel asigurînd deseori mai multe întreruperi. Se poate spune că, în măsură importantă, structura unităţii centrale trebuie să ţină seamă de necesităţile sistemului de întreruperi prioritare.

Necesitatea funcţionării întreţesute în timp, dezvoltată pentru reglarea numerică directă, a condus la elaborarea de canale de intrare-ieşire specializate pentru funcţionarea cu diferitele tipuri de echipamente periferice şi la introducerea accesului direct la memoria internă de la periferie. Funcţionarea în timp real a impus de asemenea posibilitatea dispunerii de comenzi directe (cuvînt paralel la ieşire), de sisteme speciale de urmărire şi protecţie.

Toate acestea au impus orientarea structurii calculatorului de proces spre o structură pronunţat asincronă în funcţionare.

Echipamentele periferice şi terminale. În ceea ce priveşte unităţile periferice direct cuplate la calculatorul de proces, trebuie să remarcăm în general greutatea specifică mai mică a echipamentelor elaboratoare de suport (bandă perforată sau cartelă perforată). Deşi aceste echipamente sînt prevăzute în configuraţiile respective, ele sînt legate în special de activitatea în afara liniei (calcule ştiinţifice sau informaţii pentru sistemul ierarhic de conducere. Creşte mult greutatea specifică a multiplexorului (unitate de cuplare cu procesul), a pupitrului operatorului şi, în ultima vreme, a memoriei externe. Dacă iniţial s-a considerat suficientă memoria operativă pentru funcţionarea calculatorului în conducerea proceselor tehnologice, creşterea greutăţii specifice a activităţii de reglare numerică directă şi optimizare, ca şi avantajele ce decurg din folosirea limbajelor universale în funcţionarea în time-sharing, au condus la necesitatea prevederii unei memorii externe puternice. Soluţia adoptată a fost folosirea unităţilor de discuri, ca elemente de menţinere a şirurilor. În ansamblu însă se poate considera raportul dintre costul echipamentelor periferice terminale şi cel al unităţii centrale mai redus decît în cazul configuraţiilor cu orientare economică (2/1 faţă de 3/1 în medie).

O importanţă deosebită o are unitatea de cuplare cu procesul, multiplexorul. În această unitate sînt cuprinse selectorul de semnale, filtrele respective şi convertoarele de semnale analogice în semnale numerice şi invers. Multe instalaţii de reglare fiind dotate cu aparatură pneumatică, în acest ansamblu vor fi cuprinse şi convertoarele presiune-curent şi curent-presiune necesare. Aceste dispozitive trebuie prevăzute cu toate adaptările necesare diferiţilor parametri din proces ce trebuie urmăriţi sau acţionaţi. Frecvenţa de urmărire, prelucrările primare necesare (liniarizare, integrare etc.) dau o structură complexă acestui dispozitiv. În general, multiplexorul de proces înlocuieşte maşinile de control centralizat, realizînd o soluţie modulară şi adecvată întregii configuraţii. Probleme speciale se pun în legătură cu metodele de reducere a paraziţilor şi de utilizare raţională a sistemului de selecţie.

În comparaţie cu unităţile de culegere de date folosite în sistemele de prelucrare a informaţiilor pentru conducerea producţiei, prezenţa informaţiilor analogice face ca aceste dispozitive să fie mult mai pretenţioase şi deci sensibil mai scumpe.

Pupitrul operatorului, în cazul calculatorului de proces, este mult diferit de cel folosit în configuraţiile economice. Necesitatea de cunoaştere continuă a procesului, rolul mult mai activ deţinut de operator în conducere, justifică această diferenţă. Pupitrul se deosebeşte după funcţiile pe care le realizează calculatorul în conducerea procesului tehnologic. Pentru supraveghere şi comanda punctelor de referinţă, pupitrul este relativ restrîns, instrumentele cuprinse pe acesta, folosite de multe ori multiplu, indicînd anumite variabile importante şi asigurînd posibilitatea înregistrării valorilor. În cazul reglării numerice directe, pe pupitru trebuie afişate variabilele procesului, punctele de referinţă, trebuie prevăzute posibilităţile de acţionare asupra punc-

telor de referinţă şi a elementelor de execuţie, toate acestea conducînd la o variantă relativ complexă a pupitrului operatorului. Şi mai complex este pupitrul operatorului în cazul în care calculatorul conduce secvenţial procesul (pornire, oprire etc.)

Maşina de scris care elaborează documentul cu valorile parametrilor este de obicei cel mai folosit element al pupitrului pentru urmărirea de către operator; calculatorul trimite periodic informaţii spre maşina de scris, permiţînd urmărirea în medie a 20 variabile a 6—8 cifre zecimale. În ultimul timp se dezvoltă o serie de terminale de tipul vocal pentru a fi folosite cu aceste calculatoare; aceste dispozitive înmagazinează texte şi numere ca silabe sau fragmente de cuvinte, iar acestea sînt combinate de calculator, pentru a forma cuvinte sau propoziţii. Unul dintre cele mai eficiente mijloace introduse în ultimul timp este terminalul cu afişare pe tub catodic. Aceste dispozitive sînt prevăzute cu claviatură alfa-numerică, iar sistemele mai complexe sînt capabile să afişeze desene, diagrame, caracteristici. La aceste dispozitive, datele pot fi modificate direct de operator folosind claviatura respectivă. Poate fi urmărită desfăşurarea variaţiei valorilor parametrilor şi poate fi oprită, pentru examinare mai atentă, o porţiune a tabloului. Dispozitivele grafice permit trasarea caracteristicilor de variaţie în timp şi urmărirea astfel mult mai exactă a procesului.

În general, există tendinţa de a creşte comoditatea de urmărire şi viteza de rezoluţie a operatorului folosind o gamă foarte variată de terminale şi simplificînd în acest fel pupitrul propriu-zis.

Caracteristicile părţii de asigurare matematică (software) a acestor calculatoare

Caracteristica părţii de asigurare matematică o constituie strînsa legătură cu procesul, caracterul particular al fiecărei utilizări. Aceasta face ca investiţiile în partea de asigurare matematică să reprezinte valori ridicate pentru utilizare, iar timpul necesar realizării ei să fie însemnat. Acest lucru a fost accentuat şi de faptul că există în general un grad redus de repetabilitate şi caracteristici de dezvoltare deosebită a echipamentului atunci cînd se pune problema unor procese asemănătoare.

Deoarece problema reducerii costului instalaţiei este esenţială, s-au căutat diferite metode pentru rezolvarea ei.

Prima direcţie a constituit-o tendinţa din ce în ce mai pronunţată de standardizare a părţii software. Aceasta a devenit posibil datorită creşterii vitezei de lucru, a memoriei interne şi a folosirii memoriei externe de capacitate ridicată cu discuri. Printre programele standard dezvoltate mai importante amintim:

— programe executive, test, diagnostic;
— programe de cercetare (scanning);
— programe de alarmă;
— programe de prelucrare a datelor (logging);
— programe de reglare (PID, multiplu, cu anticipare etc.);
— programe de introducere şi obţinere a datelor, conversie de date:
— programe pentru operator şi pupitru.

Se folosesc bineînţeles şi unele programe cu caracter ştiinţific, care sînt frecvente în aceste procese.

În general se poate considera gradul cel mai înalt de standardizare pentru software pentru reglarea numerică directă. Cel mai redus este gradul de standardizare al programelor legate direct de conducerea procesului, respectiv programele ghidului de conducere de optimizare etc., programele la nivelul utilajului în ansamblu.

Există tendinţa de a se elabora blocuri de programe pentru diferite nivele de conducere a procesului: programe pentru comanda secvenţială, reglare, optimizare. Se dezvoltă tendinţa de a se realiza limbajele adecvate acestei activităţi.

De asemenea se tinde să se accepte introducerea unui limbaj automat pentru programele cerute de aceste calculatoare. Aceasta va rezolva problema creşterii vitezei de scriere a programelor. Se pare că FORTRAN tinde să capete această acceptare, cu diferite adaptări; astfel firma Honeywell (S. U. A.) a dezvoltat un limbaj FORTRAN adaptat lucrului în timp real pentru conducerea proceselor tehnologice, numit CONTRAN. Folosirea limbajelor a crescut folosirea echipamentelor mai complexe, respectiv a dus la creşterea memoriei; imediat a apărut contradicţia dintre costul instalaţiei şi tendinţa aceasta de creştere a facilităţilor de realizare a programelor.

Necunoaşterea suficientă a proceselor, timpul relativ lung cerut de scrierea programelor specifice au făcut ca introducerea unei astfel de instalaţii să dureze între 2 şi 4 ani. Dezvoltarea rapidă a echipamentelor (trecerea de la generaţia a doua, la generaţia a treia) a scos în evidenţă tendinţa beneficiarilor de a trece la un nou echipament pentru proces. A apărut necesitatea elaborării de simulatoare, „translatoare" capabile să permită folosirea programelor scrise pentru echipamentul vechi, în cazul introducerii echipamentului nou.

Aceasta a făcut să crească complexitatea echipamentului.

Pentru a face faţă cerinţei de bază, scăderea costului echipamentului, în ultimul timp se dezvoltă tendinţa de a introduce o parte din software în hardware prin folosirea memoriilor de tip „citeşte numai". Aceste blocuri de memorie, cu ciclu foarte scurt (2—10 ori mai scurt

decît cel al memoriei principale), permit introducerea într-un astfel de bloc a unor programe speciale pentru utilizarea concretă.

Unele tendinţe de dezvoltare

Folosirea calculatoarelor electronice pentru conducerea proceselor tehnologice se dezvoltă din ce în ce mai mult şi este probail ca, în decada următoare, calculatorul să devină un echipament al instalaţiei de automatizare la fel de necesar ca şi regulatorul. Prin creşterea posibilităţilor echipamentului, prin înlesnirea realizării părţii matematice şi în special prin scăderea costului instalaţiei, se vor crea premisele pentru aceste rezultate. Circuitele integrate de tip LSI, folosirea limbajelor automate elaborate pentru această activitate, funcţionarea în time-sharing vor satisface probabil aceste deziderate. Din punct de vedere structural, graniţele dintre calculatoare utilizate pentru activitatea ştiinţifică, economică sau de conducere a proceselor tehnologice tind să se şteargă. Calculatorul universal tinde să devină răspunsul corespunzător pentru toate aceste activităţi. Bariera costului face însă necesară dezvoltarea calculatoarelor de gabarit şi consum mic, dar capabile să satisfacă cerinţele proceselor moderne.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pardo, V. A., Vance, J. M. *Guide to computer specification.* În : Control engineering, nr. 9, 1966, p. 99.

[2] Williams, T. J. *Software — more standard programs.* În : Control engineering, nr. 9, 1966, p. 126.

[3] Stout, T. M. *Process control.* În : Datamation, nr. 2, 1966, p. 22.

[4] Schöffler, J. D. *Process control software.* În : Datamation, nr. 2, 1966, p. 33.

[5] Williams, T. S. *The development of computer control in the continuous process industries.* În : Proceedings of IEEE, dec 1966, p. 1751.

[6] Weisberg, D. E. *Man-machine communication and process control.* În : Data processing magazine, nr. 9, 1967, p. 18.

Ing. MARGA SIMONESCU

Circuit transistorizat de numărare zecimală şi afişaj zecimal, cu consum redus

În tehnica electronică, apariţia dispozitivelor semiconductoare a adus, pe lîngă avantajul volumului şi greutăţii reduse a aparaturii, şi pe acela al consumului redus de energie din sursele de alimentare a circuitelor. Acest lucru a permis elaborarea aparaturii de laborator şi în variante portabile, de exploatare pe teren, în condiţiile unei autonomii şi robusteţi de funcţionare ridicate.

Articolul se referă la un circuit de numărare transistorizat, realizat la un consum redus, destinat echipării unui numărător portabil.

1. Descrierea schemei bloc şi a performanţelor circuitului de numărare

Circuitul transistorizat de numărare zecimală şi afişaj zecimal cu consum redus face parte din numărătorul portabil NUMEPORT-I. F. A., aparat de teren care poate fi folosit şi în laborator. Alături de încă patru decade identice, el constituie partea de numărare a impulsurilor electrice primite de numărător de la diferite surse. Performanţele întregii decade sînt determinate de asigurarea unei înalte autonomii, a siguranţei în funcţionare, a stabilităţii la variaţii ale tensiunii de alimentare şi ale temperaturii.

În figura 1 este redată schema bloc a circuitului de numărare zecimală şi afişaj zecimal. Ea cuprinde :

— circuitul de numărare binar-zecimală sau decada ;

— circuitul de decodificare binar-zecimal-zecimală ;

— circuitul de afişaj zecimal.

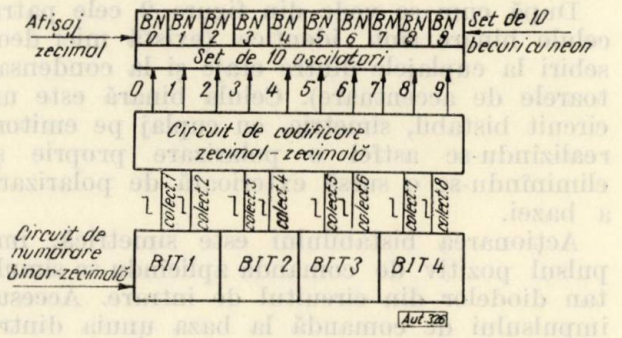


Fig. 1

Întreaga schemă este transistorizată şi cuprinde numai piese de construcţie românească, exceptînd dispozitivele de afişare luminoasă a rezultatului numărării.

În ceea ce priveşte condiţiile de alimentare şi consum de curent, performanţele sînt urmă-

toarele : tensiunea nominală de alimentare în curent continuu este de —12 V, dar decada funcţionează corect în limitele de —7,5 ÷ —15 V, iar întregul circuit (numărare, decodificare, afişaj) decodifică şi afişează corect între —8,5 ÷ —15 V. Consumul decadei la tensiunea nominală de alimentare este de 4 mA c.c., iar al decodificării şi afişajului de aproximativ 3 mA c.c.

Condiţiile de funcţionare dinamică necesită comandarea circuitelor de numărare zecimală cu impulsuri pozitive de amplitudine 1,9 ÷ 10 V şi durată $>0{,}8$ μs. Circuitul de numărare zecimală generează la ieşirea sa un impuls pozitiv, de amplitudine aproximativ 12 V, la sfîrşitul unui grup de 10 impulsuri primite la intrare. Frecvenţa de repetiţie a impulsurilor este de aproximativ 110 kHz*.

Domeniul de temperaturi în care circuitele de numărare, decodificare şi afişaj funcţionează corect are limitele —10 °C ÷ + 45 °C.

Circuitul are avantajul că îmbină un circuit de numărare cu consum redus cu o schemă de decodificare economică şi cu un circuit de afişaj care utilizează elemente sigure în exploatare, de mare durată de funcţionare şi de consum redus.

2. Descrierea schemelor de principiu şi a modului lor de funcţionare

Această descriere va fi prezentată mai jos pentru fiecare parte componentă a schemei bloc.

Circuitul de numărare zecimală (fig. 2) are rolul de a furniza un impuls (pozitiv) la ieşirea sa, pentru zece impulsuri (pozitive) de comandă, aplicate la intrarea sa. Factorul de divizare cu 10 al circuitului se obţine folosind patru celule binare înseriate (fig. 2), realizate pe transistoarele $T_1 - T_8$, între care există două cuplaje de reacţie în impuls.

După cum se vede din figura 2 cele patru celule binare sînt identice (există mici deosebiri la cuplajele dintre etaje şi la condensatoarele de accentuare). Celula binară este un circuit bistabil, simetric, cu cuplaj pe emitor, realizîndu-se astfel o polarizare proprie şi eliminîndu-se o sursă exterioară de polarizare a bazei.

Acţionarea bistabilului este simetrică, impulsul pozitiv de comandă aplicîndu-se simultan diodelor din circuitul de intrare. Accesul impulsului de comandă la baza unuia dintre cele două transistoare, care constituie celula

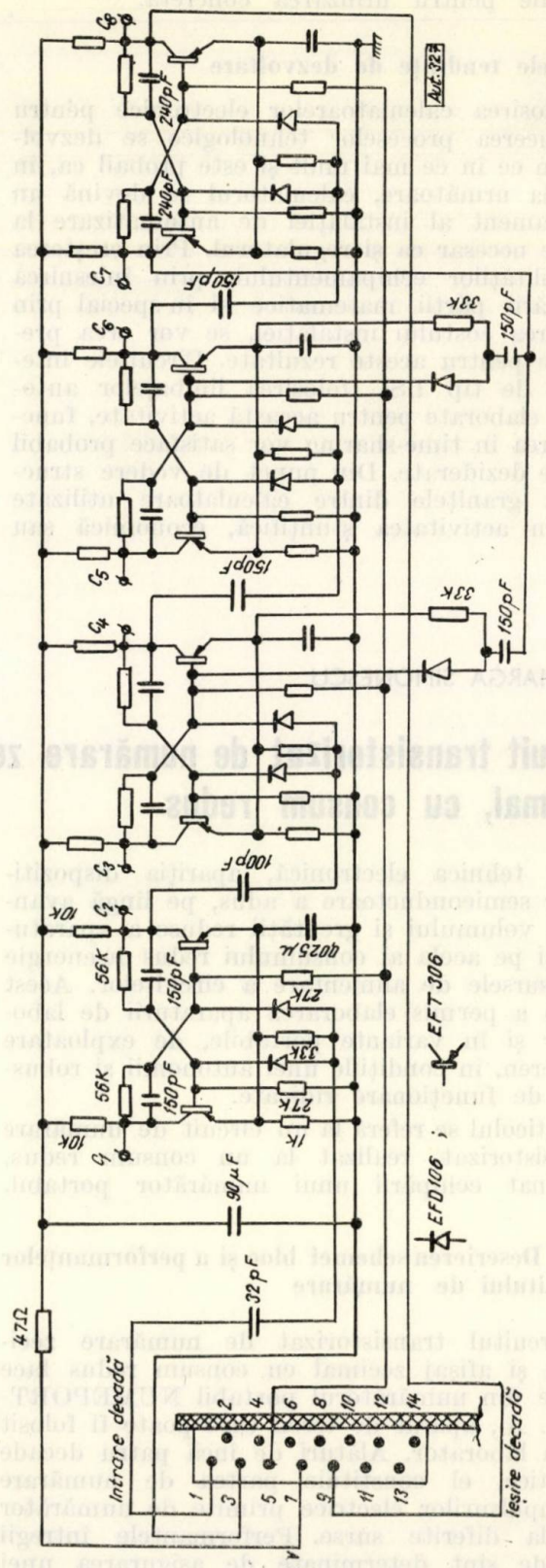


Fig. 2

* Pentru cine consultă prospectul numărătorului portabil NUMEPORT — I.F.A. (504, 505 sau 506), în care este indicată viteza maximă de numărare a acestuia la 50 kHz, precizăm că ea este limitată de timpul mort al circuitelor de formare şi discriminare a impulsurilor, care sînt cuprinse în blocul de intrare în numărător, preced circuitele de numărare şi dictează frecvenţa de repetiţie.

binară, este admis numai pe calea pe care dioda de intrare are catoda negativă, adică numai spre baza transistorului aflat în conducţie. Aplicarea impulsului pozitiv aici produce tăierea acestui transistor şi bascularea schemei pe conducţia transistorului simetric.

Pentru o numărare corectă, schema de numărare zecimală se aduce în prealabil la zero, asigurîndu-se conducţia transistorului par din fiecare celulă binară prin cuplarea pe timpul comenzii de zero, la minusul sursei de alimentare, a rezistenţelor de coborîre a bazei.

Cele două căi de reacţie în impuls sînt următoarele:

— de la colectorul transistorului T_7 la baza transistorului T_4;

— de la colectorul transistorului T_7 la baza transistorului T_6, prin două circuite de cuplaj cu constantă de timp mică ($\simeq 5$ μs) şi două limitatoare cu diodă, care permit trecerea salturilor (fronturilor) pozitive.

În absenţa reacţiei, seria celor patru circuite bistabile numără 16 impulsuri (24) pînă la revenirea în poziţia dată de comanda iniţială de zero. Calea de reacţie în impuls $T_7 \rightarrow T_4$ anihilează bascularea spre conducţie a transistorului T_4, menţinînd celula binară, căreia îi aparţine, încă două impulsuri (tacte) în starea: T_4 blocat, T_3 deblocat. Calea de reacţie în impuls $T_7 \rightarrow T_6$ anihilează bascularea spre conducţie a transistorului T_6, men-

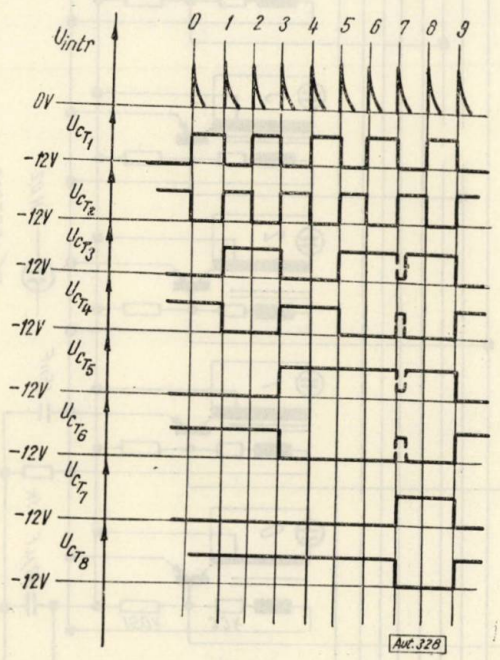


Fig. 3

ţinînd celula binară $T_6 - T_5$ încă patru impulsuri (tacte) în starea: T_6 blocat, T_5 deblocat.

Distribuţia de impulsuri în colectoarele transistoarelor în raport cu impulsurile de comandă este indicată în figura 3.

Se vede că fiecărui impuls de la 1 la 10 sau de la 0 la 9 îi corespunde o configuraţie univocă a potenţialelor din colectoarele transistoarelor $T_1 - T_8$. Această configuraţie este transmisă sistemului de decodificare.

Circuitul de decodificare prelucrează informaţia conţinută în colectoarele transistoarelor din circuitul de numărare zecimală şi furnizează circuitului de afişaj comanda corespunzătoare fiecărei cifre.

Schema de decodificare este realizată cu 30 de diode de tip EFD. Dispoziţia diodelor realizează o matrice după următorul criteriu de decodificare: existenţa tensiunilor negative maxime ($-E_c$) în colectoarele $T_1 - T_8$, cu o distribuţie specifică pentru un număr (cifră) de impulsuri de comandă determinat, provoacă oscilaţia liberă a unui generator, excitator al afişajului pentru cifra respectivă; iar existenţa tensiunilor negative minime ($U_{CE\,sat}$) în colectoarele $T_1 - T_8$, cu o distribuţie de asemenea specifică în colectoarele transistoarelor din circuitul zecimal, pentru o cifră dată, provoacă tăierea generatoarelor din afişaj. Aceste diode sînt dispuse cu anozii către circuitul de numărare zecimală şi cu catozii către bazele oscilatoarelor din circuitul de afişaj.

S-a ales această dispoziţie pentru a nu influenţa funcţionarea dinamică a circuitului oscilator din partea de afişaj, de către funcţionarea şi elementele de circuit din partea de numărare.

Urmărind diagrama din figura 3 se constată existenţa tensiunilor negative maxime la colectoarele transistoarelor $T_1 - T_8$ în situaţiile indicate prin litera N în tabela 1.

Tabela 1

Nr. imp. comandă	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8
0	N		N		N		N^*	
1		N	N		N		N^*	
2	N			N	N		N^*	
3		N		N	N		N^*	
4	N		N			N	N^*	
5		N	N			N	N^*	
6	N			N		N	N	
7		N		N		N	N	
8	N			N^*		N^*		N
9		N		N^*		N^*		N

Pentru această figurare a transistoarelor tăiate (în conducţie) corespunde o matrice de 40 diode, dată în figura 4.

Schema din figura 4 poate fi simplificată : se constată că primele 6 (0—5) poziţii ale colectorului T_7 notate prin N^* nu aduc un plus de informaţii pentru combinaţiile rezultate de colectoare tăiate, acestea sînt prin urmare poziţii „pasive" la decodificare şi cele şase diode D^*, corespunzătoare lor, pot lipsi. De asemenea ultimele două poziţii ale colectoarelor T_4 şi T_6 notate prin N^* nu prezintă o informaţie suplimentară pentru bascularea ultimei celule binare, de aceea cele patru diode D^*, corespunzătoare lor, pot lipsi.

Schema de decodificare astfel minimizată aduce un cîştig de 10 diode pe circuitul total, dar economicitatea ei nu prejudiciază asupra siguranţei de funcţionare.

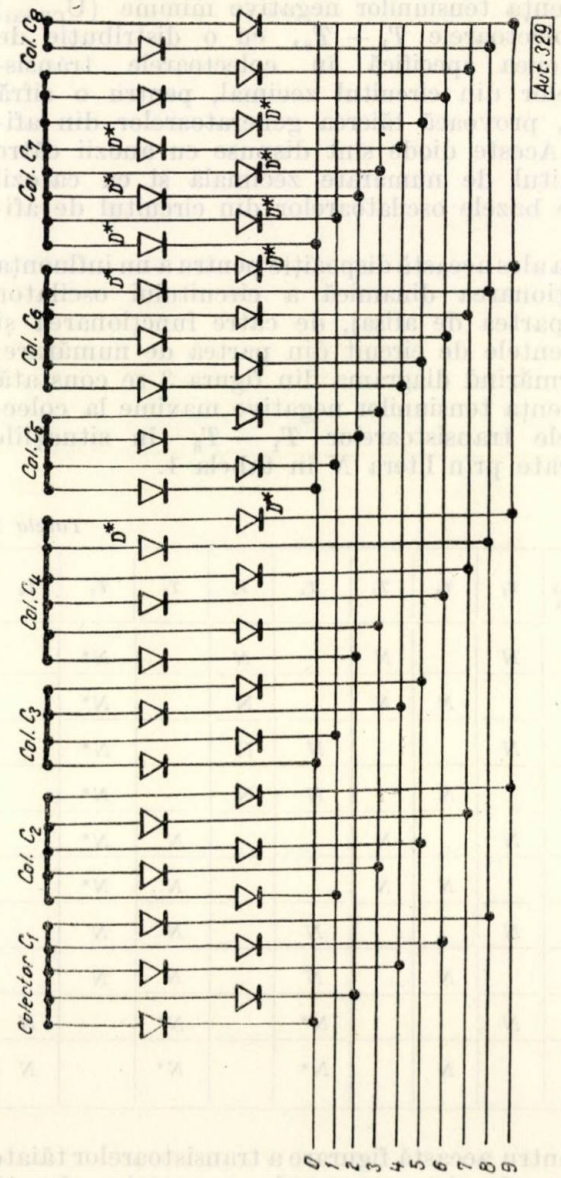


Fig. 4

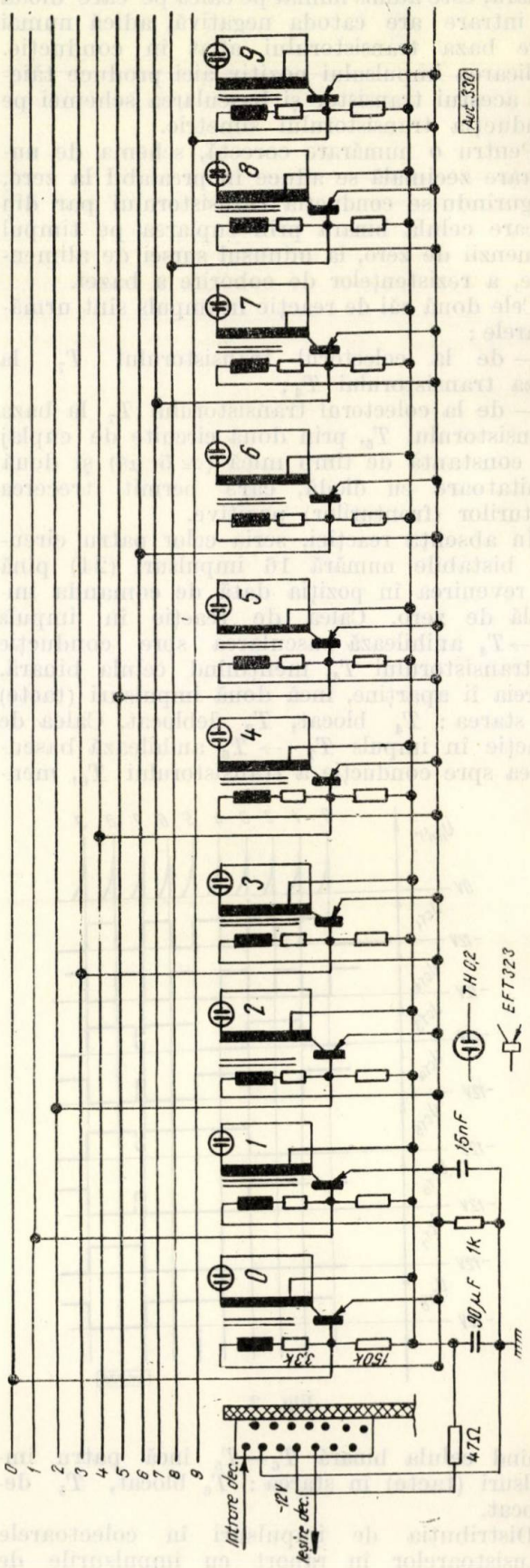


Fig. 5

Diodele circuitului de decodificare au rezistenţa inversă în jur de 150—200 K, suficient de mare pentru a nu şunta colectoarele transistoarelor tăiate. O altă particularitate a circuitului de decodificare constă în faptul că colectoarele simetrice sînt încărcate cu un număr egal de diode.

Circuitul de afişaj are rolul de a afişa optic informaţia conţinută în circuitul de numărare zecimală, pe baza comenzilor primite prin intermediul circuitului de decodificare. Schema sa de principiu este indicată în figura 5.

Circuitul de afişaj este format din 10 generatoare identice de tip bloking, prevăzute cu o înfăşurare secundară ridicătoare de tensiune, pe care se realizează, la intrarea generatoarelor în regim oscilant, tensiunea de aprindere necesară becurilor cu neon MH — 8 (TH — 0,2).

Generatoarele bloking sînt toate în regim de aşteptare cu excepţia unuia singur, care oscilează liber după primirea comenzii de negativare a bazei, prin blocarea tuturor diodelor decodificatoare, corespunzătoare unui anumit număr de impulsuri la intrarea circuitului de numărare, sau unei anumite „cifre".

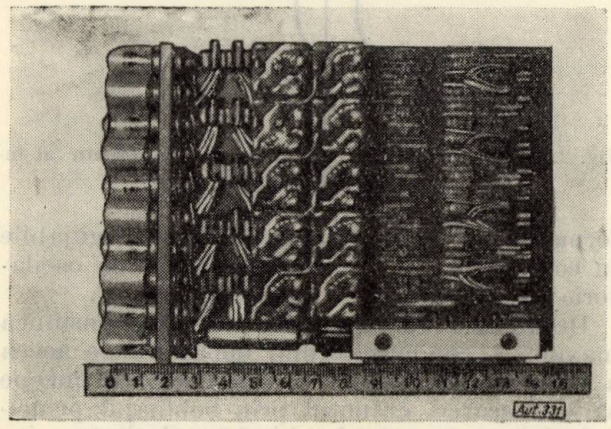


Fig. 6

În această situaţie, tensiunea de polarizare de pe emitorul comun tuturor oscilatoarelor creşte, regimul oscilant al unuia dintre blokingi asigurînd şi mai intens blocarea celorlalte. Pe înfăşurarea ridicătoare de tensiune a blokingului care oscilează se induc aproximativ 80 V — 85 V, iar becul cu neon, montat în paralel pe înfăşurare, se aprinde afişînd „cifra" corespunzătoare. Sistemul de afişare cuprinde 10 becuri cu neon, care afişează succesiv cifrele 0—9, în funcţie de numărul de impulsuri numărate.

O mască de masă plastică ce are imprimate cifrele de la 0 la 9 este montată în dreptul becurilor cu neon corespunzătoare acestor cifre. La aprinderea succesivă a becurilor cu neon sînt iluminate succesiv cifrele măştii. Un sistem îmbunătăţit are aplicat pe mască un film pe care poziţia becurilor este cifrată de la 0 la 9, obturînd în felul acesta spaţiile dintre becurile învecinate, pentru ca observatorul să sesizeze corect cifra iluminată (se evită difuzia de lumină de la becul aprins la becurile învecinate stinse).

În figura 6 este dată dispoziţia pieselor pe cartela imprimată.

3. Concluzii

Schema prezentată a fost realizată integral la Institutul de fizică atomică. Ea constituie o parte esenţială din numărătorul portabil NUMEPORT-I. F. A. Particularităţile acestei scheme sînt, aşa cum s-a arătat, economicitatea atît pentru circuitele de numărare cît şi pentru cele de afişaj, volumul şi greutatea reduse prin utilizarea unei tehnici superioare în execuţia ei, robusteţea şi siguranţa în funcţionare în limite largi de variaţie a temperaturii şi tensiunii de lucru. Schema prezentată şi-a dovedit aceste calităţi în urma unei experimentări îndelungate (din 1964) în condiţii grele de exploatare.

Pentru ajutorul primit, autoarea mulţumeşte ing. *Th. Teitel, D. Poenaru* şi *Cr. Lazarovici*.

BIBLIOGRAFIE

[1] I. Felea ş. a. *Circuite cu tranzistoare în industrie*. Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[2] *Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii*. Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

Ing. A. RADU

Generatoare de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară

Una dintre cerinţele de bază pe care trebuie să le îndeplinească generatoarele de impulsuri utilizate în tehnica microundelor, cu aplicaţii importante în radiolocaţie şi în tehnica nucleară, este obţinerea unor pulsuri constante în timp ca formă şi parametri. Aceasta impune printre altele şi utilizarea unui element de separare liniar, care de regulă, în generatoarele de impulsuri de mare putere, este o inductanţă nesaturată cu circuit magnetic cu întrefier.

Larga răspîndire pe care a cunoscut-o inductanţa ca element de separare se datoreşte în special randamentului ridicat al circuitului de încărcare, lucru de primă importanţă în generatoarele de impulsuri de mare putere.

Lucrarea de faţă îşi propune să studieze utilizarea ca element de separare, în generatoarele de impulsuri cu linie de formare, alimentate de la o sursă de curent continuu, a inductanţei neliniare premagnetizate, folosind în acest scop un material magnetic cu ciclul de histerezis rectangular.

1. Principiul de funcţionare

Schema de principiu a generatorului de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară este dată în figura 1, iar ciclul de histerezis al materialului magnetic utilizat pentru confecţionarea inductanţei este arătat în figura 2.

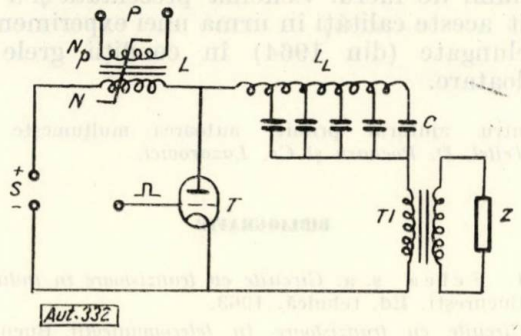


Fig. 1 Schema de principiu a generatorului de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară premagnetizată:
S — sursă de alimentare; L — inductanţă neliniară;
P — sursă de premagnetizare; T — tiratron cu hidrogen;
TI — transformator de impulsuri; LF — linie de formare;
C — capacitatea liniei de formare; L — inductanţa liniei de formare.

Inductanţa de separare neliniară L este prevăzută cu un bobinaj de premagnetizare N_p, alimentat de la o sursă de curent continuu P, cu ajutorul căruia punctul de repaus al miezului este adus în punctul *1*.

Curentul de încărcare al capacităţii C a liniei de formare LF străbate bobinajul principal N al inductanţei şi deplasează punctul de funcţionare al acesteia din *1* spre *2*. În momentul cînd tensiunea pe condensatorul C ajunge la valoarea maximă, curentul de încărcare devine zero, iar punctul de funcţionare al circuitului magnetic revine în poziţia iniţială *1*.

Datorită factorului de calitate relativ ridicat ($Q = 5-15$) al circuitului serie RLC (inductanţa liniei de formare L_L şi cea a transformatorului de impulsuri TI sînt neglijabile în comparaţie cu L), are loc încărcarea oscilatorie amortizată a condensatorului C.

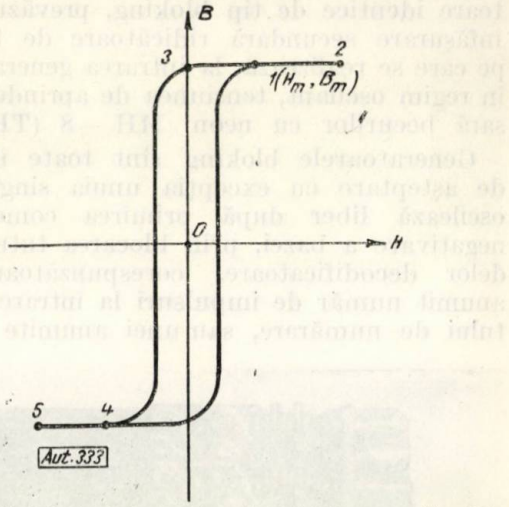


Fig. 2. Ciclul de histerezis al materialului magnetic al inductanţei neliniare premagnetizate.

Deoarece în procesul de încărcare, tensiunea maximă a condensatorului depăşeşte pe aceea a sursei de alimentare S, condensatorul începe să se descarce, curentul prin bobinajul principal al inductanţei îşi schimbă polaritatea, iar punctul de funcţionare al circuitului magnetic se deplasează din *1* spre *3* şi mai departe, fără a depăşi însă punctul *4*.

Trecerea bruscă a punctului de funcţionare de pe porţiunea saturată a ciclului de histerezis pe cea nesaturată face ca valoarea inductanţei L să crească mult, micşorîndu-se în consecinţă frecvenţa proprie de rezonanţă a circuitului de încărcare şi menţinînd deci, pentru un anumit timp, tensiunea pe capacitatea liniei de formare aproape de valoarea maximă de încărcare.

Datorită acestui fenomen, specific generatoarelor de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară, momentul de aprindere al tiratronului T, care descarcă linia de formare prin TI pe sarcina Z, va putea fi variat în anumite limite, fără a folosi în acest scop diode speciale de „susţinere", ca în cazul generatoarelor de impulsuri cu inductanţă de separare liniară.

Revenirea la condiţiile iniţiale (deplasarea punctului de funcţionare din *4* în *1*) se face în timpul descărcării liniei de formare prin tiratronul *T*, după care începe un nou ciclu de funcţionare.

Circuitul de descărcare al generatoarelor de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară nu se deosebeşte de cel al generatoarelor cu inductanţă de separare liniară [7].

2. Analiza circuitului de încărcare

Liniarizînd pe porţiuni ciclul de histerezis al miezului inductanţei neliniare (fig. 3), schema echivalentă a circuitului de încărcare devine cea din figura 4, în care toate elementele sînt liniare. În figura 4, *K* este un comutator

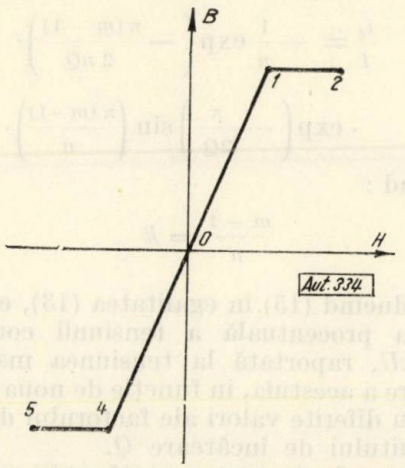


Fig. 3. Ciclul de histerezis liniarizat pe porţiuni al inductanţei neliniare premagnetizate.

ideal cu acţionare instantanee, cu poziţiile *1* şi *2*; L_1 şi L_2 sînt inductanţa saturată (porţiunea *1—2* a ciclului de histerezis liniarizat) şi, respectiv, nesaturată (porţiunea *1—4*) a inductanţei de separare neliniare; R_1 şi R_2 sînt rezistenţa echivalentă pierderilor din circuitul de încărcare (sursă de alimentare, induc-

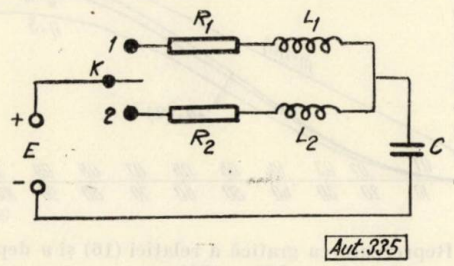


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului de încărcare al generatorului de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară premagnetizată.

tanţă de separare, linie de formare) corespunzătoare celor două stări ale inductanţei de separare.

Ecuaţia diferenţială a unui circuit serie RLC alimentat de o sursă de tensiune continuă, pentru cazul încărcării oscilatorii amortizate, ţinînd seamă de factorul de calitate al circuitului *Q*, conduce la următoarele expresii pentru tensiunea şi curentul condensatorului:

$$u = E + \exp\left(-\frac{\omega t}{2Q}\right)\left[(U_0 - E)\left(\cos\omega t + \frac{1}{2Q}\sin\omega t\right) + \frac{I_0}{C}\sin\omega t\right]; \quad (1)$$

$$i = \exp\left(-\frac{\omega t}{2Q}\right)\left[\frac{E - U_0}{L}\sin\omega t + I_0\left(\cos\omega t - \frac{1}{2Q}\sin\omega t\right)\right], \quad (2)$$

unde:

E este tensiunea sursei de alimentare;

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \simeq \omega_0;\ \delta = \frac{R}{2L} \simeq \frac{\omega}{2Q};\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

U_0 şi I_0 — tensiunea şi curentul iniţial al condensatorului.

Presupunînd comutatorul *K* în poziţia 1 şi linia de formare complet descărcată pe o sarcină adaptată ($U_{10} = 0$; $I_{10} = 0$), expresiile (1) şi (2) devin:

$$u_1 = E\left[1 - \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{2Q_1}\right)\left(\cos\omega_1 t_1 + \frac{1}{2Q_1}\sin\omega_1 t_1\right)\right]; \quad (3)$$

$$i_1 = \exp\left(-\frac{\omega_1 t_1}{2Q_1}\right)\frac{E}{L_1\omega_1}\sin\omega_1 t_1. \quad (4)$$

În momentul $\omega_1 t_1 = \pi$, tensiunea pe condensator este maximă, curentul nul, iar comutatorul *K* trece brusc în poziţia 2, pentru care condiţiile iniţiale sînt:

$$U_{20} = E\left[1 + \exp\left(-\frac{\pi}{2Q_1}\right)\right]; \qquad I_{20} = 0,$$

iar expresiile (1) şi (2) devin:

$$u_2 = E\left[1 + \exp\left(-\frac{\omega_2 t_2}{2Q_2}\right)\cdot\exp\left(-\frac{\pi}{2Q_1}\right)\times\left(\cos\omega_2 t_2 + \frac{1}{2Q_2}\sin\omega_2 t_2\right)\right]; \quad (5)$$

$$i_2 = -\exp\left(-\frac{\omega_2 t_2}{2Q_2}\right)\cdot\exp\left(-\frac{\pi}{2Q_1}\right)\frac{E}{L_2\omega_2}\sin\omega_2 t_2. \quad (6)$$

Considerînd pentru simplificare că factorul de calitate al circuitului rămîne aproximativ constant, $Q_1 = Q_2 = Q$ şi notînd:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = n, \quad (7)$$

rezultă :

$$\frac{L_2}{L_1} = n^2, \tag{8}$$

iar egalităţile (5) şi (6), normalizate, devin :

$$\frac{u_2}{U} = \frac{1}{2}\left[1 + \exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{2nQ}\right)\cdot\exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right)\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\left(\cos\frac{\omega_1 t_2}{n} + \frac{1}{2Q}\sin\frac{\omega_1 t_2}{n}\right)\right]; \tag{9}$$

$$\frac{i_2}{I} = -\frac{1}{n}\exp\left(-\frac{\omega_1 t_2}{2nQ}\cdot\exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right)\sin\frac{\omega_1 t_2}{n}\right., \tag{10}$$

unde :

$U = 2E$ este tensiunea maximă de încărcare a condensatorului într-un circuit fără pierderi;

$$I = \frac{E}{\omega_1 L_1}.$$

Din examinarea curbelor din figura 5, unde sînt reprezentate expresiile (9) şi (10) pentru

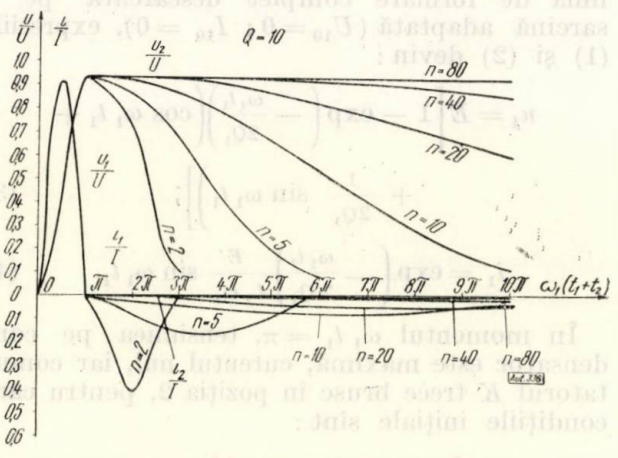


Fig. 5. Reprezentarea grafică a relaţiilor (3), (4), (9), şi (10).

$Q = 10$, rezultă că, o dată cu creşterea raportului n, scade amplitudinea curentului invers, de descărcare, al condensatorului, iar tensiunea acestuia se menţine timp mai îndelungat aproape de valoarea maximă.

Alegerea momentului de descărcare a condensatorului liniei de formare depinde de valoarea minimă admisă a tensiunii acesteia, rezultînd pentru fiecare caz un anumit domeniu de variaţie a frecvenţei de repartiţie a generatorului de impulsuri.

Notăm :

$$m = \frac{f_{max}}{f_{min}} \tag{11}$$

şi exprimăm pe $\omega_1 t_2$ prin noua variabilă m :

$$\omega_1 t_2 = \pi(m-1), \tag{12}$$

unde :

m este un număr pozitiv egal sau mai mare decît unitatea;

$f_{max} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1 C}}$ — frecvenţa maximă de repetiţie;

f_{min} — frecvenţa minimă de repetiţie dorită.

Ţinînd seamă de (12), egalităţile (9) şi (10) se scriu :

$$\frac{u_2}{U} = \frac{1}{2}\left[1 + \exp\left(-\frac{\pi(m-1)}{2nQ}\right)\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right)\left(\cos\frac{\pi(m-1)}{n} + \frac{1}{2Q}\sin\frac{\pi(m-1)}{n}\right)\right]; \tag{13}$$

$$\frac{i_2}{I} = -\frac{1}{n}\exp\left(-\frac{\pi(m-1)}{2nQ}\right)\cdot$$

$$\cdot\exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right)\sin\left(\frac{\pi(m-1)}{n}\right). \tag{14}$$

Notînd :

$$\frac{m-1}{n} = k \tag{15}$$

şi introducînd (15) în egalitatea (13), exprimăm scăderea procentuală a tensiunii condensatorului ΔU, raportată la tensiunea maximă de încărcare a acestuia, în funcţie de noua variabilă k pentru diferite valori ale factorului de calitate al circuitului de încărcare Q.

În figura 6 este reprezentată grafic relaţia (16) şi dependenţa $\Delta U = f(k)$ pentru gama de valori ale lui Q care se întîlnesc în practică. Observăm că, pentru $k < 0{,}1$, cele trei curbe practic se confundă, fapt care ne permite să găsim o relaţie simplă între m şi n pentru $\Delta U < 2{,}5\%$,

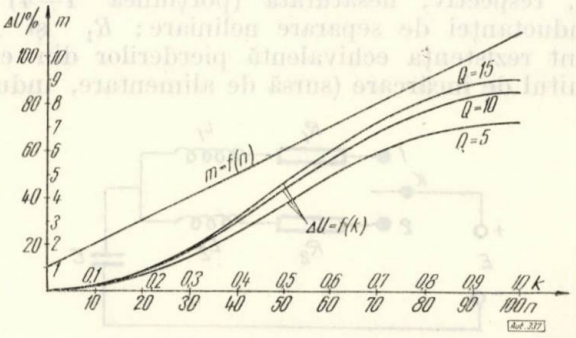


Fig. 6. Reprezentarea grafică a relaţiei (16) şi a dependenţei $\Delta U = f(k)$.

indiferent de valoarea factorului de calitate al circuitului de încărcare :

$$n \geq 10(m-1). \tag{16}$$

Pentru $k > 0{,}1$, ΔU creşte rapid, fiind absolut necesar să se ţină seamă şi de factorul de calitate al circuitului de încărcare.

În relaţia (16) de obicei m este cunoscut, fiind impus de necesităţile practice. În generatoarele de impulsuri de mare putere domeniul de variaţie al frecvenţei de repetiţie este restrîns şi, în general, nu depăşeşte $m = 10$.

3. Elemente de calcul al inductanţei neliniare

Un calcul exact al inductanţei neliniare necesită cunoaşterea dependenţei $B = f(H)$ ridicată în condiţii cît mai apropiate de cele reale de funcţionare, din care să se determine permeabilitatea relativă a circuitului magnetic nesaturat μ_{2r} corespunzătoare porţiunii *1—4* din figura 2.

Valoarea inductanţei L_1 este dată de formula:

$$L_1 = \frac{1}{\pi^2 f_{max}^2 C}, \quad \text{H.} \tag{17}$$

Deoarece în acest caz circuitul magnetic este complet saturat, L_1 poate fi calculată cu ajutorul formulelor pentru inductanţe toroidale în aer [1], [2] şi exprimată astfel;

$$L_1 = L_{01}\left(1 + \frac{A_a}{A_{Fe}}\right) = L_{01}\,\mu_{e1}, \quad \text{H}, \tag{18}$$

unde:

$$L_{01} = \mu_0 \frac{N^2}{l} A_{Fe}, \quad \text{H};$$

N — numărul de spire al bobinajului principal al inductanţei;
l — lungimea medie a circuitului magnetic, m;
A_{Fe} — secţiunea circuitului magnetic, m²;
$A_a = A_{sp} - A_{Fe}$, m²;
A_{sp} — aria spirei medii a bobinajului, m²;
μ_{e1} — permeabilitatea relativă echivalentă a torului cu circuitul magnetic saturat;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}, \text{ H/m}.$$

Valoarea inductanţei L_2 este dată de relaţia (8) şi se exprimă în acelaşi mod [1], [2]:

$$L_2 = L_{01}\left(\mu_{2r} + \frac{A_a}{A_{Fe}}\right) = L_{01}\,\mu_{e2}, \quad \text{H}, \tag{19}$$

unde μ_{e2} este permeabilitatea relativă echivalentă a torului cu circuitul magnetic nesaturat.

Înlocuind (18) şi (19) în relaţia (8), se obţine:

$$n^2 = \frac{L_2}{L_1} = \frac{\mu_{e2}}{\mu_{e1}} = \frac{\mu_{2r} + \frac{A_a}{A_{Fe}}}{1 + \frac{A_a}{A_{Fe}}} \simeq \mu_{2r}\frac{A_{Fe}}{A_{sp}}. \tag{20}$$

Din ultima expresie rezultă că, pentru a obţine valori mari pentru n, trebuie să executăm bobinaje cît mai strînse şi subţiri, folosind materiale magnetice cu permeabilitate mare.

În practică, pentru inductanţe de acest gen s-au obţinut raporturi $\frac{L_2}{L_1}$ cuprinse între 400 şi 2 500 [3] (în funcţie de materialul, tensiunea şi frecvenţa de lucru), deci n este cuprins între 20 şi 50, ceea ce permite, admiţînd $\Delta U = 2{,}5\%$, valori între 3 şi 6 pentru m (fig. 6).

De cele mai multe ori este necesar un calcul prealabil care să dea indicaţii asupra posibilităţilor de utilizare a unui material magnetic sau a altuia, atunci cînd se cunoaşte numai ciclul de histerezis static al materialului magnetic masiv şi deci permeabilitatea lui.

Permeabilitatea circuitului magnetic real μ_g în funcţie de dimensiunile geometrice se află cu ajutorul expresiei [4]:

$$\mu_g = \frac{\mu}{2}(1 + \gamma), \quad \text{H/m}, \tag{21}$$

unde:

$\mu = \frac{B_m}{H_m}$ (B_m şi H_m fiind valorile corespunzătoare punctului *1* din figura 2);

$\gamma = \frac{d_i}{d_e} = (0{,}65 - 0{,}75)$;

d_i — diametrul interior al torului;
d_e — diametrul exterior al torului.

În cazul funcţionării în regim periodic sinusoidal se recomandă [5], pentru determinarea permeabilităţii circuitului magnetic real, următoarea relaţie:

$$\mu_{g\sim} \simeq \frac{2.10^{-3}}{\Delta}\sqrt{\frac{\rho\mu_g}{f}}, \quad \text{H/m}, \tag{22}$$

unde:

Δ este grosimea tolei, m;
f — frecvenţa de lucru, Hz;
ρ — rezistivitatea materialului magnetic, Ωm.

Pentru regimul de funcţionare periodic nesinusoidal, cum se întîmplă în cazul nostru, trebuie să se ţină seamă [6] şi de factorul de formă K_f al mărimilor care determină pe μ_2, astfel că se poate scrie:

$$\mu_2 = \left(\frac{K_f}{1{,}11}\right)^2 \mu_{g\sim}, \quad \text{H/m}. \tag{23}$$

Relaţiile (21), (22) şi (23) sînt utile numai pentru a compara între ele două materiale magnetice sau două circuite de dimensiuni diferite, determinarea experimentală a lui μ_2 fiind absolut necesară, deoarece acesta din urmă nu poate fi exprimat analitic; μ_2 depinde nu numai de γ, f şi Δ, ci şi de compoziţia chimică şi tratamentele speciale aplicate materialului, ceea ce face imposibilă stabilirea unei relaţii

general valabile între caracteristicile statice şi cele dinamice ale materialelor magnetice.

Volumul de miez V, necesar confecţionării inductanţei neliniare, se determină pornind de la relaţia (19):

$$L_2 = \mu_0 \mu_{e2} N^2 \frac{A_{Fe}}{l}, \quad \text{H};$$

$$V = L_2 \left(\frac{N}{l}\right)^2 \frac{1}{\mu_0 \mu_{e2}} = L_2 \frac{\mu_0 \mu_{e2}}{4 B_m^2} i_2^2, \text{ m}^3, \quad (24)$$

unde $\frac{l}{N}$ se determină din expresia:

$$B = \mu_0 \mu_{e2} \frac{N}{l} i_2, \text{ Wb/m}^2,$$

în care $B = 2B_m$ (fig. 2).

Înlocuind în (24) pe i_2 şi L_2 cu expresiile lor din (14) şi (8) şi ţinînd seamă de (17), după simplificări se obţine:

$$V = \frac{\mu_0 \mu_{e2}}{2B_m^2} \cdot \frac{CU_{20}^2}{2} A^2 (m, n, Q), \text{ m}^3, \quad (25)$$

unde:

$$A(m, n, Q) = \exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right) \cdot$$

$$\cdot \exp\left(-\frac{\pi(m-1)}{2nQ}\right) \sin\frac{\pi(m-1)}{n} \Big/ 1 + \exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right).$$

Din (25) rezultă că volumul de miez necesar pentru confecţionarea inductanţei neliniare depinde de calitatea materialului, de energia acumulată în linia de formare şi de plaja de reglaj a frecvenţei de repetiţie a generatorului de impulsuri.

4. Inductanţa neliniară în regim de funcţionare cu frecvenţa de repetiţie variabilă

O analiză exactă a funcţionării inductanţei neliniare la diferite frecvenţe de repetiţie necesită cunoaşterea dependenţei $B = f(H)$ în întregul domeniu de variaţie al frecvenţei de repetiţie.

În cele ce urmează se va încerca o analiză calitativă a fenomenului, presupunînd cunoscută dependenţa $B = f(H)$ şi de aici μ_{e2}, pentru valoarea minimă necesară a frecvenţei de repetiţie, căreia îi corespunde valoarea maximă necesară pentru m.

Se notează toate mărimile care se referă la acest punct limită de funcţionare cu indicele l.

Relaţiile (22), (23) şi (11) (considerînd K_f = = const.) permit să se scrie:

$$\frac{\mu_{e2}}{\mu_{e2l}} = \sqrt{\frac{f_l}{f}} = \sqrt{\frac{m}{m_l}},$$

$$\mu_{e2} = \mu_{e2l} \sqrt{\frac{m}{m_l}}, \text{ H/m}, \quad (26)$$

f fiind valoarea curentă a frecvenţei de repetiţie.

Împărţind fiecare membru al egalităţii (26) cu μ_{e1} şi ţinînd seamă de (20), se obţine:

$$n = \sqrt[4]{\frac{\mu_{e2l}}{\mu_{e1}}} \cdot \sqrt[4]{\frac{m}{m_l}} = n_l \sqrt[4]{\frac{m}{m_l}}. \quad (27)$$

Egalitatea (26) arată modul în care scade permeabilitatea echivalentă a torului cu creşterea frecvenţei de repetiţie a generatorului de impulsuri, iar din (27) rezultă că n este funcţie de m.

Micşorarea valorii raportului n cu mărirea frecvenţei de repetiţie face ca tensiunea pe capacitatea liniei de formare să scadă mai repede şi deci să crească în mod corespunzător curentul invers i_2.

Pentru a se ţine seamă de acest fenomen, în relaţiile (13) (14) trebuie să se înlocuiască n cu expresia lui din (27).

Lăţirea ciclului de histerezis al materialului circuitului magnetic cu creşterea frecvenţei de repetiţie a generatorului de impulsuri conduce la necesitatea varierii cîmpului de premagnetizare al torului H_p:

$$H_p = \frac{N_p}{l} I_p = H_m, \quad \text{A/m},$$

unde:

I_p este curentul de premagnetizare;
N_p — numărul de spire al bobinajului de premagnetizare.

Deoarece inducţia magnetică B_m rămîne practic constantă cu variaţia frecvenţei de repetiţie, se poate scrie:

$$H_m \mu_{e2} = H_{ml} \mu_{e2l}, \quad \text{Wb/m}^2;$$

$$H_m = H_{ml} \frac{\mu_{e2l}}{\mu_{e2}} = H_{ml} \sqrt{\frac{m_l}{m}}, \quad \text{A/m}, \quad (28)$$

de unde se deduce:

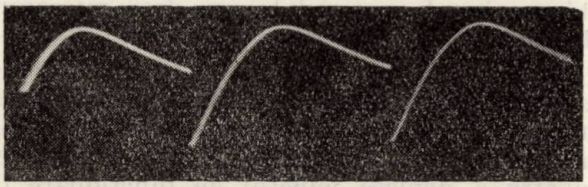
$$I_p = I_{pl} \sqrt{\frac{m_l}{m}}, \quad \text{A}. \quad (29)$$

Din (25), (26) şi (27) rezultă că volumul de miez determinat pentru punctul limită de funcţionare este mai mare decît cel necesar pentru oricare alt regim de funcţionare şi deci (25) nu necesită nici un factor de corecţie.

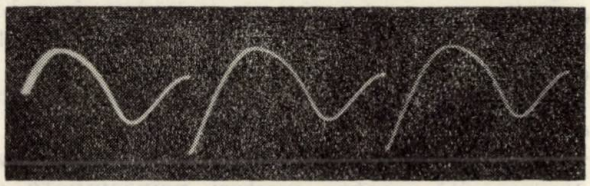
5 Partea experimentală

Această parte a lucrării a avut ca scop nu ridicarea caracteristicilor materialului magnetic, ci punerea în evidenţă a efectului de „diodă de susţinere", specific generatoarelor de impulsuri cu inductanţă neliniară, amintit la începutul lucrării.

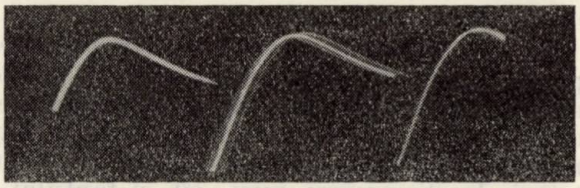
a 1



a 2



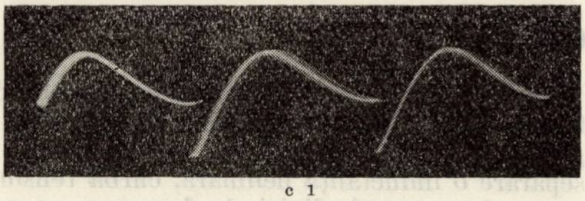
a 3



b 1

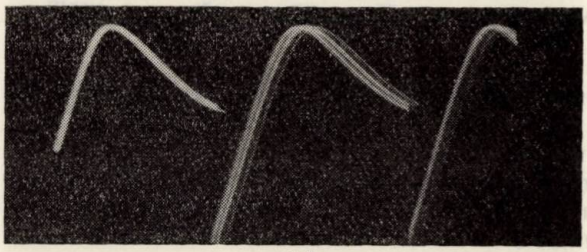
b 2

b 3

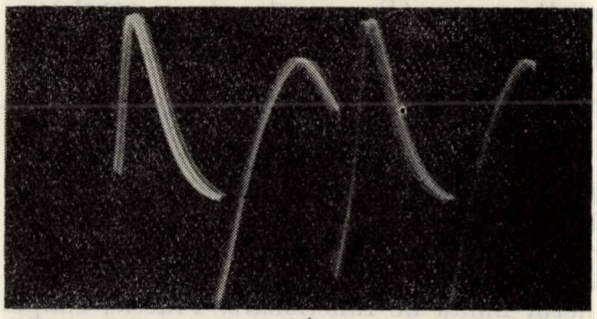


c 1

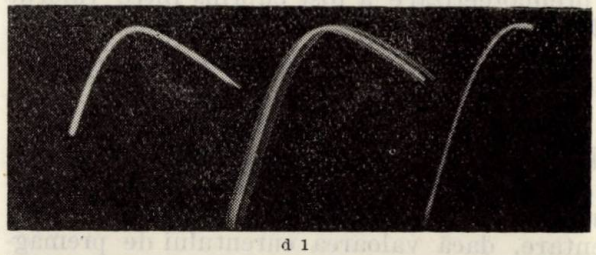
c 2



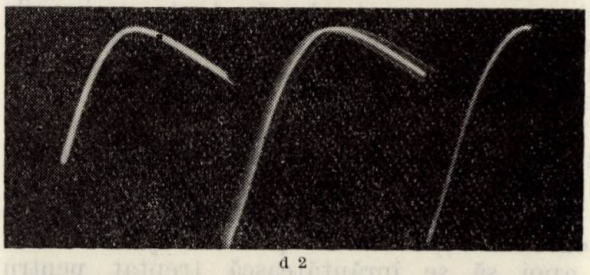
c 3



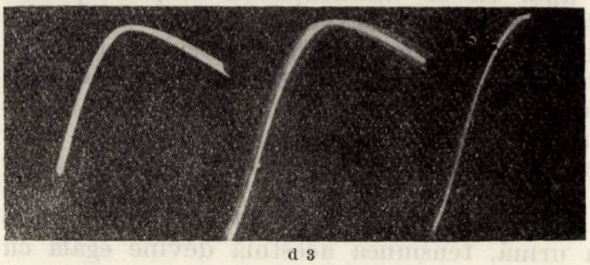
c 4



d 1



d 2



d 3

Fig. 7. Oscilogramele tensiunii pe capacitatea liniei de formare a generatorului de impulsuri:

a) $E = 62$ V; $f_{rep} = 100$ Hz; $I_p =$ var. ($a\ 1$: $I_p = 1.10^{-3}$ A; $a\ 2$: $I_p = 5.10^{-3}$ A; $a\ 3$: $I_p = 10.10^{-3}$A).

b) $E = 62$ V; $I_p = 4{,}1.10^{-3}$ A; $f_{rep} =$ var. ($b\ 1$: $f_{rep} = 100$ Hz; $b\ 2$: $f_{rep} = 200$ Hz; $b\ 3$: $f_{rep} = 500$ Hz).

c) $I_p = 4\ 1.10^{-3}$A; $f_{rep} = 100$ Hz; $E =$ var. ($c\ 1$: $E = 55$ V; $c\ 2$: $E = 65$ V; $c\ 3$: $E = 70$ V; $c\ 4$: $E = 80$ V).

d) $f_{rep} = 100$ Hz; $E =$ var.; $I_p =$ var. ($d\ 1$: $E = 70$ V, $I_p = 6{,}7 \cdot 10^{-3}$A; $d2$: $E = 80$ V, $I_p = 9{,}3.10^{-3}$A; $d3$: $e = 90$ V, $I_p = 12{,}3\ 10^{-3}$A).

În acest scop am executat o inductanţă neliniară pe două miezuri toroidale din Permenorm 5000 Z şi am montat-o ca element de separare într-unul din generatoarele de impulsuri existente în laborator.

Datele torurilor au fost:

$$d_i = 4 \cdot 10^{-2}\text{m}; \; d_e = 5 \cdot 10^{-2}\text{m}; \; l = 14 \cdot 10^{-2}\text{m};$$
$$A_{Fe} = 0{,}3 \cdot 10^{-4}\,\text{m}^2; \; \Delta = 0{,}015 \cdot 10^{-3}\,\text{m};$$
$$N = 3135\,\text{sp}; \; N_p = 572\,\text{sp}; \; B_m = 1{,}425\text{T};$$
$$H_c = 6{,}65 \;\; \text{A/m}$$

(am dispus numai de caracteristicile statice ale materialului).

În cadrul experienţelor am oscilografiat tensiunea de încărcare a capacităţii liniei de formare pentru următoarele regimuri de funcţionare:

a) $H_p = \text{var}$; ($E = \text{const.}$; $f_{rep} = \text{const.}$);

b) $f_{rep} = \text{var}$; ($E = \text{const.}$; $H_p = \text{const.}$);

c) $E = \text{var}$; ($f_{rep} = \text{const.}$; $H_p = \text{const.}$);

d) $E = \text{var}$; $H_p = \text{var}$; ($f_{rep} = \text{const.}$).

În aceste experienţe, criteriul de alegere a valorii curentului de premagnetizare a fost forma tensiunii pe condensator (şi anume o scădere cît mai mică şi mai uniformă) pentru punctul limită de funcţionare. Practic, cîmpul de premagnetizare a fost cuprins între valorile calculate:

$$H_c < H_p < 2H_c \;\; (3{,}25 \cdot 10^{-3}\,\text{A} < 4{,}25 \cdot 10^{-3}\,\text{A} < 6{,}5 \cdot 10^{-3}\text{A}).$$

În timpul experienţelor s-a dovedit că generatorul permite reglarea în limite largi a frecvenţei de repetiţie şi a tensiunii sursei de alimentare, dacă valoarea curentului de premagnetizare este corect aleasă; toate regimurile în care punctul de funcţionare al torului inductanţei nu depăşeşte punctul 4 (fig. 2) sînt stabile.

Cercetarea oscilogramelor (fig. 7) pentru cazul a) arată că, o dată cu creşterea curentului de premagnetizare, se îmbunătăţeşte treptat forma tensiunii pe condensator (creşte valoarea lui n), devenind optimă la $I_p = 4 \cdot 10^{-3}$A, ca apoi să se înrăutăţească treptat pentru valori mai mari ale curentului de premagnetizare, cînd circuitul magnetic este puternic saturat şi curentul invers nu mai este suficient pentru a deplasa punctul de funcţionare dincolo de 1 spre 4 (fig. 2). În acest caz apar oscilaţii (cunoscute din cazul generatoarelor de impulsuri cu inductanţă de separare liniară) ale tensiunii condensatorului şi, pînă în cele din urmă, tensiunea acestuia devine egală cu aceea a sursei de alimentare E.

În cazul b) se vede influenţa lărgirii ciclului de histerezis al materialului cu mărirea frecvenţei de repetiţie (tensiunea condensatorului începe să scadă din ce în ce mai rapid) şi necesitatea corectării cîmpului de premagnetizare. Se observă, de asemenea, că o dată cu creşterea frecvenţei de repetiţie creşte uşor şi amplitudinea tensiunii de încărcare a condensatorului, ceea ce dovedeşte o îmbunătăţire a factorului de calitate al circuitului de încărcare. Scurtarea duratei de încărcare se explică de asemenea prin lăţirea ciclului de histerezis al materialului şi deci micşorarea lui n.

În cazul c) se observă că la tensiuni mici de alimentare circuitul se comportă ca şi cum torul ar fi saturat, fapt care se datoreşte valorii prea mici a curentului invers, insuficient pentru a deplasa punctul de funcţionare din 1 spre 4. La valori prea mari ale tensiunii sursei de alimentare funcţionarea devine instabilă datorită curentului invers prea mare, punctul de funcţionare deplasîndu-se din *4* spre *5*. Restabilirea regimului se face prin mărirea curentului de premagnetizare.

Regimul de funcţionare restabilizat, cazul d), necesită pentru creşteri neînsemnate ale tensiunii de alimentare valori mari ale curentului de premagnetizare.

Ca o observaţie generală pentru toate cele patru cazuri, din oscilograme reiese o scădere mai rapidă a tensiunii condensatorului decît cea calculată preliminar. Acest fapt se datoreşte atît valorii scăzute a raportului n pentru toruri de dimensiuni mici, cît şi faptului că în analiză nu s-a ţinut seamă de curentul de fugă al montajului, care devine, la frecvenţe de repetiţie mici, comparabil cu cel invers. Pentru a înlătura parţial cele menţionate mai sus este necesară o proiectare corectă a inductanţei, folosirea unor materiale de bună calitate şi un montaj îngrijit.

Oscilogramele au dovedit valabilitatea ipotezei referitoare la revenirea curentului de încărcare la condiţiile iniţiale pentru cazul descărcării complete a liniei de formare pe o sarcină perfect adaptată şi alegerea corespunzătoare a valorii curentului de premagnetizare. Prezintă interes studierea cazului general, cînd linia de formare este terminată pe o sarcină oarecare, şi obţinerea unor date experimentale care să ilustreze posibilitatea revenirii la condiţiile iniţiale.

6. Concluzii

Curbele din figura 5 şi oscilogramele din figura 7 arată că în cazul cînd se utilizează în generatoarele de impulsuri ca element de separare o inductanţă neliniară, curba tensiunii pe condensatoarele liniei de formare are porţiunea imediat următoare valorii maxime destul de plată, avînd loc fenomenul de „diodă de susţinere", denumire dată prin analogie cu

același efect produs de diode speciale conectate în serie cu inductanța de separare liniară, care permit încărcarea condensatoarelor, dar nu și descărcarea lor pe sursa de alimentare.

Efectul de „diodă" este cu atît mai pronunțat cu cît este mai mare raportul dintre valorile inductanței în regim nesaturat și saturat. Acest efect apropie generatoarele de impulsuri cu inductanță neliniară de separare de cele cu inductanță liniară cu diodă de susținere în circuitul de încărcare, permițînd ca și acestea, dar în limite mai mici, varierea frecvenței de repetiție.

Inductanța neliniară îmbină într-un singur element atît funcțiile inductanței liniare de separare, cît și ale diodelor de susținere; are durată de funcționare practic nelimitată, poate fi executată pentru tensiuni și curenți care depășesc cu mult pe cei ai diodelor speciale și prezintă facilități în alegerea regimului corect de funcționare.

Printre dezavantajele inductanței neliniare se numără: greutatea sporită, necesitatea materialelor magnetice speciale, dificultatea de execuție (în cazul confecționării de unicate) și prezența unei surse speciale de alimentare pentru premagnetizarea circuitului magnetic.

Mărind siguranța în funcționare a generatorului de impulsuri în întregime, inductanța de separare neliniară se recomandă ca un element cu perspectivă de utilizare pe scară largă, în special în generatoarele de impulsuri de puteri mari, cu posibilități de a fi tipizată și produsă în serie de industria de specialitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Garber, I. S. *Magnitnie impulsnie moduliatori.* Moscova, Izd. Sov. Radio, 1964.

[2] Thomson, M. F., Trautwen, R. R., Ingersoll, E. R. În: Communication and Electronics, nr. 28, 1957, p. 786.

[3] Melville, W. S. *The use of saturable reactors as discharge devices for pulse generators.* În: P. I. E. E., part. III, nr. 53, 1951, p. 185.

[4] Aizinov, M. M. *Perehodnie protesi v elementah radioustroistv.* Leningrad, Izd. Morskoi Transp., 1955.

[5] Ioffe, A. F., Filipov, E. N. *Izmerenie parametrov ferritovih serdecinikov s priamougolnoi petlei ghisterezisa.* Moscova, Gosenergoizdat, 1963,

[6] Kifer, I. I. *Ispitania ferromagnitnih materialov.* Moscova, Gosenergoizdat, 1962.

[7] Glasoe, G. N., Lebacqz, J. V. *Pulse generators.* New York, McGraw Hill, 1948.

Conf. ing. S. FLOREA și ing. A. STĂNESCU

Principii constructive și funcționale ale elementelor fluidice cu acțiune continuă (II)

3. Elemente fluidice pasive

Proiectarea dispozitivelor fluidice complexe, avînd o comportare predeterminată în regim dinamic și staționar, impune utilizarea unor elemente fluidice pasive, fie pentru interconectarea elementelor active sau a blocurilor funcționale, fie pentru realizarea unor rețele pasive de corecție și de stabilizare [16].

În general elementele fluidice pasive prezintă o pregnantă similaritate cu elementele electrice pasive corespunzătoare, ceea ce conduce, printre altele, la metode de analiză și sinteză ale circuitelor pasive general valabile. În acest sens în figura 7 se prezintă o rețea de corecție formată din două drosele liniare și o cameră de volum constant, comunicînd cu atmosfera, circuit frecvent întîlnit în construcția dispozitivelor fluidice analogice. Din analiza schemei sale echivalente se poate stabili funcția de transfer prin metodele cunoscute:

$$Y(s) = \frac{P_2(s)}{P_1(s)} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{(1 + SCR_2)}{1 + SCR_2 \dfrac{R_1R_3 + R_1R_2 + R_2R_3}{R_2(R_1 + R_3)}},$$

unde:

C este capacitatea fluidică;
R_2 — o rezistență fluidică pasivă;
R_1 — rezistența de ieșire a unui etaj de amplificare jet-jet;
R_3 — rezistența de intrare a unui amplificator fluidic.

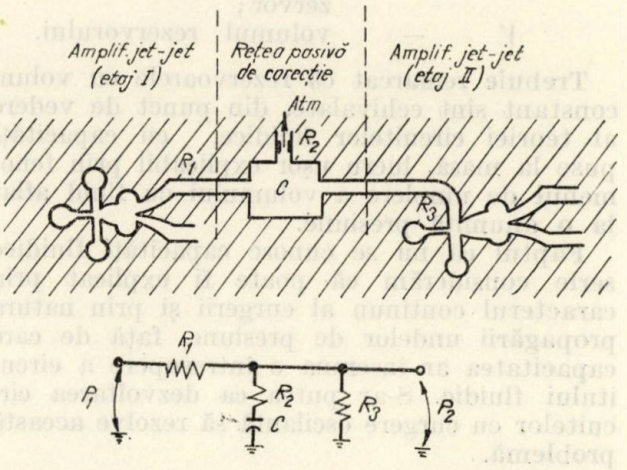


Fig. 7

După cum se observă uşor, elementele pasive cele mai întrebuinţate în circuite sînt perfect cunoscute, totuşi ca elemente fluidice ele au anumite particularităţi constructive şi funcţionale care sînt prezentate în cele ce urmează.

Astfel, rezistenţele liniare fixe sînt reprezentate în fluidică de obicei de rezistenţa opusă curgerii fluidului de către tuburi capilare (unul sau mai multe în paralel pentru cerinţe de debit mai mare) sau de către materiale poroase prin care scurgerea are loc laminar. În aceste condiţii expresia de calcul a rezistenţei este, conform legii Hagen — Poiseuille :

$$R = \frac{\Delta P}{Q} = \frac{128 \times \mu \times l}{\pi \times n \times d^4}, \qquad (11)$$

unde :

μ este coeficientul de viscozitate dinamică ;
l — lungimea tubului capilar ;
n — numărul tuburilor capilare în paralel ;
d — diametrul interior al tuburilor.

În privinţa rezistenţelor fluidice variabile trebuie arătat că în prezent se folosesc droselele variabile utilizate în construcţia dispozitivelor pneumatice clasice, bineînţeles diferite ca dimensiuni şi forme constructive.

Un alt element de circuit pasiv care necesită o atenţie specială este capacitatea fluidică, căreia îi corespund constructiv camere sau rezervoare cu volum constant. Analitic, expresia capacităţii este dată de relaţia :

$$C = \frac{Q_i - Q_e}{\frac{dp}{dt}} = \frac{V}{p_r}, \qquad (12)$$

unde :

Q_i şi Q_e reprezintă debitele de fluid la intrarea şi ieşirea din rezervor ;
p_r — presiunea fluidului în rezervor ;
V — volumul rezervorului.

Trebuie remarcat că rezervoarele cu volum constant sînt echivalate, din punct de vedere al teoriei circuitelor fluidice, cu capacităţi puse la masă, lucru uşor explicabil prin fenomenul de umplere a volumului cu fluid aflat la o anumită presiune.

Faptul că nu se cunosc capacităţi fluidice serie considerăm că poate fi explicat prin caracterul continuu al curgerii şi prin natura propagării undelor de presiune, faţă de care capacitatea ar însemna o întrerupere a circuitului fluidic. S-ar putea ca dezvoltarea circuitelor cu curgere oscilantă să rezolve această problemă.

În fine, inductanţa fluidică se defineşte ca raportul dintre căderea de presiune pe element ΔP şi variaţia în timp a debitului volumetric dQ/dt :

$$L = \frac{\Delta P}{\frac{dQ}{dt}}; \qquad (13)$$

iar pentru o conductă cu diametrul interior D şi de lungimea l, expresia inductanţei elementului pentru un fluid cu densitate ρ este :

$$L = \frac{4 \times \rho \times l}{\pi \times D^2}.$$

Inductanţele fluidice sînt mult mai puţin folosite, deoarece pentru domeniul de frecvenţe de lucru impedanţele respective au o valoare foarte mică.

Desigur, pentru construcţia dispozitivelor fluidice cu acţiune continuă, diodele nu găsesc aceeaşi întrebuinţate largă ca în cazul circuitelor numerice. Totuşi, în anumite situaţii, ele servesc pentru izolarea unui element de circuit sau unui bloc funcţional, dată fiind performanţa remarcabilă de a avea raportul rezistenţelor, în sens direct şi în sens invers, infinit. Cele mai bune diode care îndeplinesc această cerinţă sînt realizate pe principiul ataşării jetului la perete (fig. 8). Pentru cazul curgerii fluidului de la stînga la dreapta, sens util, dioda permite trecerea unui debit dat, funcţie de rezistenţa directă şi de căderea de presiune pe ea. Dacă se schimbă sensul, datorită geometriei potrivit alese, apare efectul ataşării jetului de perete şi tot debitul de fluid este eşapat în atmosferă.

Spre deosebire de elementele pasive descrise, în ultimul timp au fost concepute şi elemente

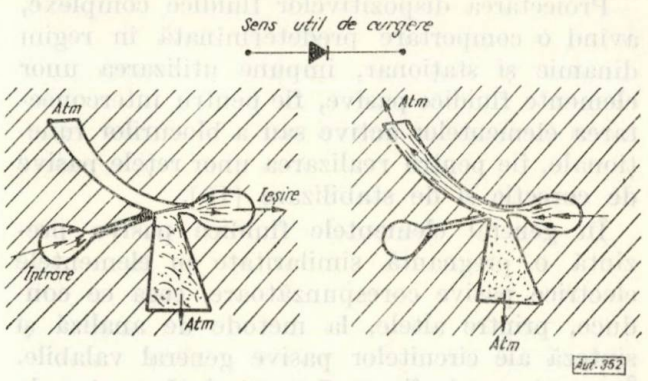


Fig. 8

pasive cu destinaţie specială [17]. Dintre acestea un interes deosebit îl prezintă reţeaua pasivă de diferenţă a cărei schemă este dată în figura 9. În figură se poate urmări funcţionarea acestui element : prin cele două intrări p_{0I}, p_{0II} se aduc în zona de interacţiune cele două jeturi, care în fond reprezintă semnalele de ieşire culese din canalele receptoare ale unui amplificator jet-jet. În camera de

interacţiune are loc impactul acestor jeturi sub un unghi de 90°, iar un canal de recepţie p_0, poziţionat în aval de intersecţia jeturilor, colectează semnalul de ieşire. Dacă jeturile p_{0I} şi p_{0II} au energie egală ($p_{0I} = p_{0II}$), în

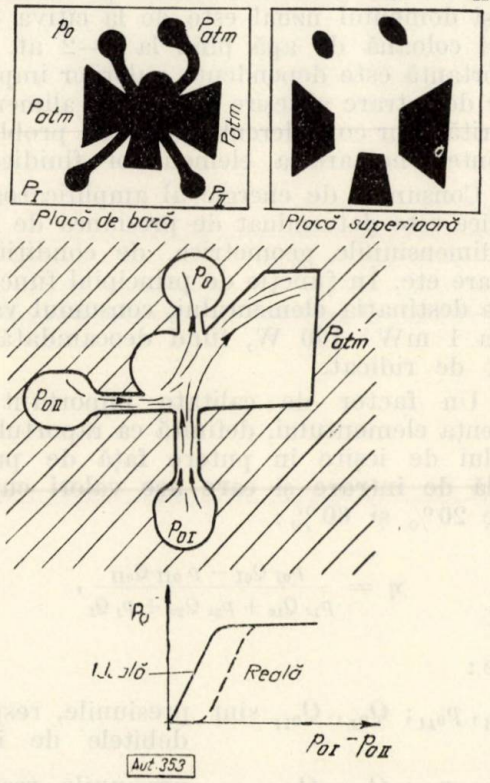


Fig. 9

receptor nu se obţine nici un semnal de presiune de ieşire ($p_0 = 0$), iar dacă diferenţa $p_{0II} - p_{0I}$ este maximă, p_0 are valoarea maximă. Funcţionarea acestui element se poate exprima matematic prin ecuaţiile:

$$\left.\begin{aligned} p_0 &= K(p_{0I} - p_{0II}) \quad \text{pentru} \quad p_{0I} > p_{0II} \\ p_0 &= 0 \qquad\qquad\quad \text{pentru} \quad p_{0I} \leqslant p_{0II} \end{aligned}\right\},$$

unde K este o constantă de proporţionalitate care se poate explicita din caracteristica statică a elementului (fig. 9) (valoarea zonei de întîrziere pură este foarte mică, dar trebuie considerată în calcul).

— permite obţinerea unui semnal unic de ieşire, pentru amplificatorul jet-jet care are ieşire diferenţială, în mod normal (§2.1), proporţional cu diferenţa ($p_{0I} - p_{0II}$);

— rezolvă problema compatibilităţii nivelului semnalului de ieşire cu nivelul semnalelor de intrare, ceea ce conduce la realizarea unor reacţii stabile.

Utilizarea elementelor fluidice pasive a permis construcţia unor dispozitive fluidice cu performanţe superioare, valorificînd astfel proprietăţile amplificatoarelor fluidice şi deschizînd calea aplicaţiilor industriale pentru această nouă tehnică de comandă.

4. Consideraţii asupra unor caracteristici ale elementelor fluidice cu acţiune continuă

După cum s-a putut remarca din descrierea principiilor funcţionale, datorită complexităţii proceselor ce au loc în elementele fluidice, studiul şi proiectarea lor se fac în prezent mai ales pe baza metodelor experimentale.

Tehnica analitică necesară studiului elementelor fluidice ar implica, printre altele, scrierea şi rezolvarea unor ecuaţii de tip Navier — Stokes pentru trei dimensiuni, ceea ce este dificil în cazul general, rămînînd posibilitatea utilizării calculatoarelor electronice pentru rezolvarea acestora. De regulă, deocamdată, se face apel la ipoteze simplificatoare care conduc la rezultate aproximative, dar acceptabile din punct de vedere practic.

O metodă care a dat rezultate satisfăcătoare este modelarea fizică pe baza analogiei electropneumatice, prin care:

a) $p \sim U$; $Q \sim i$ — în ipoteza unor turbulenţe scăzute;

b) $\frac{p}{\rho} + \frac{v^2}{2} \sim U$; $Q \sim i$ — în cazul în care presiunea statică depinde de debitul masic.

Astfel, modelul fizic realizat pe baza analogiei menţionate pentru amplificatorul jet-jet (fig. 10) dă o imagine clară asupra funcţionării acestuia în regim static şi dinamic şi

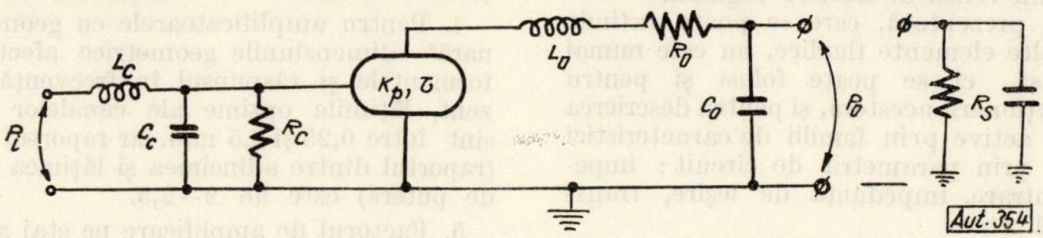


Fig. 10

Această reţea pasivă de diferenţă se cuplează la ieşirea amplificatorului jet-jet, îndeplinind următoarele funcţiuni:

permite stabilirea principalelor mărimi caracteristice: amplificare, impedanţe de intrare, de ieşire etc., precum şi a funcţiei de trans-

fer a elementului [18], [19]. Notaţiile din figură au următoarea semnificaţie :

L_c, C_c sînt inducţia şi capacitatea echivalente canalelor de comandă;

K_p, τ — factorul de amplificare şi timpul de transport al elementului;

R_0, L_0, C_0 — rezistenţa, inductanţa şi capacitatea canalelor receptoare.

De fapt trebuie subliniat că între elementele fluidice şi cele electronice există o puternică analogie formală. Pentru a ilustra această afirmaţie, în figura 11 se prezintă schemele de

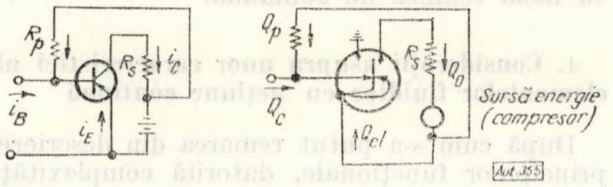


Fig. 11

lucru în sarcină ale unui transistor şi ale unui amplificator cu cot dublu.

Un debit de alimentare este adus în camera jetului de putere al amplificatorului fluidic (§ 2.2) similar alimentării transistorului prin curentul de emitor. Un jet de comandă modulează jetul de putere, îndeplinind acelaşi rol ca şi curentul de bază al transistorului. Curentul de ieşire modulat pleacă din colector spre sarcină, în timp ce debitul de ieşire al elementului fluidic este colectat în canalele receptoare şi curge spre sarcină. Polarizarea bazei ca şi „polarizarea" debitului de comandă în sensul stabiliriile nivelului în jurul căruia se produc variaţiile reprezentînd semnalul de intrare se fac absolut analog. În ambele cazuri există o sursă de energie plasată într-un circuit de sarcină.

Principala deosebire constă în faptul că, în timp ce transistorul modulează curentul dat în circuitul de sarcină prin modificarea fluxului de electroni lucrînd ca un „ventil de strangulare" a curentului, amplificatorul fluidic modulează debitul dat în circuitul de sarcină prin distribuirea proporţională a jetului de putere între circuitul de sarcină şi alte canale de ieşire lucrînd ca un ventil de deviere reglabil.

Analogia prezentată, care se poate extinde şi pentru alte elemente fluidice, nu este numai spectaculoasă, ci se poate folosi şi pentru analiza funcţionării acestora, şi pentru descrierea elementelor active prin familii de caracteristici statice sau prin parametrii de circuit : impedanţă de intrare, impedanţă de ieşire, transconductanţă etc.

În orice caz, utilizarea diferitelor metode experimentale sau teoretice au dus în scurt timp la acumularea unui important volum de informaţie cantitativă, pe baza căruia se pot evidenţia cîteva caracteristici ale elementelor fluidice cu acţiune continuă :

1. Elementele fluidice analogice lucrează la presiuni cuprinse într-un domeniu variat, funcţie de necesităţi. Deşi pentru majoritatea dintre ele valoarea presiunilor sau debitelor de alimentare nu afectează vizibil performanţele, totuşi domeniul uzual este de la cîţiva centimetri coloană de apă pînă la 1—2 at. Mai importantă este dependenţa valorilor impedanţelor de intrare şi ieşire de nivelul alimentării, datorită unor considerente legate de problemele de interconectare a elementelor fluidice.

2. Consumul de energie al amplificatoarelor fluidice este determinat de presiunea de lucru, de dimensiunile geometrice, de condiţiile de eşapare etc. În funcţie de principiul funcţional şi de destinaţia elementului, consumul variază de la 1 mW—100 W, fiind deocamdată suficient de ridicat.

3. Un factor de calitate important este eficienţa elementului, definită ca raportul semnalului de ieşire în putere faţă de puterea totală de intrare şi care are valori cuprinse între 20% şi 60% :

$$\eta = \frac{p_{0I} Q_{0I} - p_{0II} Q_{0II}}{p_{1c} Q_{1c} + p_{2c} Q_{2c} + p_j Q_j},$$

unde :

p_{0I}, p_{0II}; Q_{0I}, Q_{0II} sînt presiunile, respectiv debitele de ieşire;

p_{c1}, p_{c2}; Q_{c1}, Q_{c2} — presiunile, respectiv debitele de comandă;

p_j, Q_j — presiunea şi debitul de alimentare.

În literatura de specialitate se mai întîlneşte un factor de calitate, util în aprecierea randamentului elementelor fluidice, definit ca raportul exprimat în procente între presiunea de ieşire (diferenţială sau nu) obţinută pentru funcţionarea pe sarcină infinită şi presiunea de alimentare a amplificatorului respectiv.

Denumirea consacrată este : factor de recuperare a presiunii statice, şi are valori între 25% şi 30% pentru elemente jet-jet şi 80% pentru elemente cu turbionare.

4. Pentru amplificatoarele cu geometrie planară* dimensiunile geometrice afectează performanţele şi răspunsul în frecvenţă. În prezent, lăţimile optime ale canalelor de bază sînt între 0,25 şi 0,5 mm, iar raportul de aspect (raportul dintre adîncimea şi lăţimea canalului de putere) este de 2—2,5.

5. Factorul de amplificare pe etaj al elementelor active descrise are valori cuprinse între limitele indicate în tabela 1.

* Geometrie plană : geometrie elementelor a căror siluetă este determinată semnificativ bidimensional, a treia dimensiune geometrică fiind constantă şi definind adîncimea.

Tabela 1

Amplificare \ Tipul	Jet-Jet	Cu cot dublu	Cu turbionare	Modulator
În debit	5—8	200—260	150—200	—
În presiune	7—9	—	—	200—220
În putere	6—7	30—50	—	20— 30

Obţinerea unor amplificări importante este posibilă prin cuplarea în cascadă a mai multor etaje de amplificare. Pe această cale a fost construit în S. U. A. un model demonstrativ cu cinci etaje destinat controlului traiectoriei unei rachete, unde semnalul de ieşire deviază însuşi jetul de propulsie, avînd o amplificare în lanţ deschis de 100 000. În mod obişnuit, amplificatoarele operaţionale realizate cu modulatoare de impact au amplificări de 30 000—50 000. În aceste montaje, alimentarea etajelor de amplificare se face:

a) în paralel, de la o conductă principală prin rezistenţe reglabile;

b) în serie, primul etaj este alimentat direct, dar următoarele au ca jeturi de forţă o fracţiune din semnalul de ieşire cules din etajul precedent.

6. Problemele de interconectare sînt dificile, iar rezolvarea lor se face de obicei prin metode grafoanalitice similare cu cele folosite în circuitele electronice [16].

În general, prin suprapunerea caracteristicilor de ieşire ale etajului sau elementului precedent şi a caracteristicilor de intrare ale etajului următor se caută:

a) realizarea coincidenţei punctelor de funcţionare medii;

b) realizarea compatibilităţii domeniilor de lucru.

În cazul unui dezacord înregistrat fie în etapa a, fie în b, există trei moduri de a elimina neconcordanţa dintre impedanţele etajelor conectate:

— modificarea impedanţei de ieşire a primului etaj prin schimbarea presiunii sale de alimentare;

— modificarea impedanţei de intrare a etajului următor variind nivelul alimentării lui;

— înserarea între etaje a unor rezistenţe în serie sau în paralel cu intrarea celui de-al doilea etaj.

7. Investigarea performanţelor dinamice ale amplificatoarelor fluidice continue a fost realizată de regulă prin analiza răspunsului în frecvenţă şi analiza răspunsului indicial. Testele de frecvenţă se bazează pe aplicarea unui semnal de intrare pneumatic sinusoidal, cu frecvenţa şi amplitudinea variabile. Diagrama Bode pentru un amplificator fluidic cu cot dublu în domeniul de frecvenţe 0—75 Hz este reprezentată în figura 12.

Rezultatele obţinute prin interpretarea răspunsului indicial concordă cu caracteristicile de frecvenţă, astfel încît se poate afirma că:

a) Amplificatoarele analogice cu geometrie planară (tip jet-jet, cu cot dublu) sînt elemente

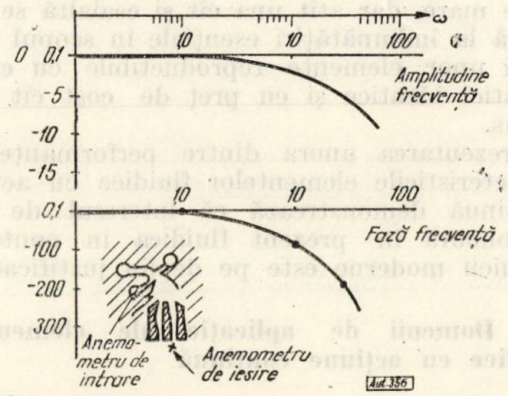


Fig. 12

de întîrziere de ordinul întîi, avînd un timp mort (timp de transport). Funcţia lor de transfer este:

$$Y(s) = \frac{K}{T+1} e^{-\tau s},$$

unde:

K este factorul de amplificare al elementului;

T — 0,01—0,015 s;

τ — 0,0009 s pentru amplificatorul jet-jet şi poate fi neglijată.

b) Valoarea defazajului pentru aceste elemente, după corectarea corespunzătoare a timpului de transport, este mai mică decît este de aşteptat pentru un element de întîrziere de ordinul întîi (la 3 dB este mai mică decît 45°).

c) Dintre elementele fluidice active, modulatorul de impact are constantele de timp cele mai mici.

d) Amplificatorul cu turbionare este din punct de vedere dinamic un element cu întîrziere de ordinul întîi, avînd constanta de timp puternic influenţată de volumul camerei de turbionare. O reducere de două ori a volumului camerei de turbionare conduce la reducerea constantei de timp de la 0,01 s la 0,0065 s. Rezultatele obţinute demonstrează concludent că performanţele în regim dinamic ale elementelor fluidice cu acţiune continuă sînt adecvate cerinţelor sistemelor de reglare automată.

8. Tehnologia de fabricaţie pentru elementele fluidice face apel la procedee de mecanică fină, dar şi la metode fotochimice. Cele mai utilizate procedee de fabricaţie în prezent sînt:

a) prelucrarea fotochimică a materialelor plastice, ceramică sau sticlă fotosensibilă, mai ales pentru reproducerea geometriilor planare (metoda Optiform, Fotoceram etc.);

b) injectarea materialelor plastice sau ceramice în matriţe speciale;

c) uzinare, matriţare etc., pentru elemente tridimensionale cu o axă de simetrie.

Desigur tehnologia de laborator diferă sensibil de cea industrială, pentru producţia de serie mare, dar atît una cît şi cealaltă se pretează la îmbunătăţiri esenţiale în scopul obţinerii unor elemente reproductibile cu caracteristici identice şi cu preţ de cost cît mai redus.

Prezentarea unora dintre performanţele şi caracteristicile elementelor fluidice cu acţiune continuă demonstrează că interesul de care se bucură în prezent fluidica în contextul tehnicii moderne este pe deplin justificat.

5. Domenii de aplicaţie ale elementelor fluidice cu acţiune continuă

Studiile teoretice şi experimentale efectuate în vederea perfecţionării elementelor fluidice au dus în scurt timp la realizarea unor instalaţii şi dispozitive de automatizare care au găsit largi aplicaţii în practica industrială.

În acest sens menţionăm cîteva exemple de utilizare cu succes a echipamentului fluidic cu acţiune continuă şi discontinuă: automatizarea cazanelor de abur ale navelor maritime de mic tonaj, reglarea turaţiei unui turbogenerator de 500 kW, sistemul de control şi corecţie al traiectoriei unor vehicule cosmice, automatizarea ciclului unui element de execuţie pneumatic cu piston între două poziţii prestabilitate, echipament de reglare numerică pentru un statogenerator supersonic, comanda funcţionării pompei necesare aparatului inimă-plămîn, calculatorul de birou UNIVAC.

Rezultatele obţinute în diversele aplicaţii industriale au conturat anumite direcţii de dezvoltare pentru dispozitivele fluidice analogice ce pot fi concretizate după cum urmează:

a) construcţia de amplificatoare operaţionale şi, pe această bază, a blocurilor de calcul analogic.

b) construcţia de dispozitive specializate satisfăcînd cerinţele sistemelor de reglare continue;

c) construcţia de regulatoare, traductoare, convertoare fluidice lucrînd cu semnal de presiune unificat.

În tehnica calculului analogic, dispozitivele fluidice au realizat o veritabilă revoluţie faţă de posibilităţile oferite de elementele clasice, cu piese mobile, burdufuri, membrane etc., atît în privinţa performanţelor, cît şi a concepţiei schemelor respective.

În prezent, amplificatoarele operaţionale realizate cu elementele active de tip jet-jet, dar mai ales cu modulatoare de impact, se proiectează după metode similare cu cele folosite în electronică. Este binecunoscut că în cazul unui asemenea amplificator, a cărui schemă operaţională este prezentată în figura 13, comportarea lui depinde de structura blocurilor H şi N în condiţiile în care factorul de amplifi-

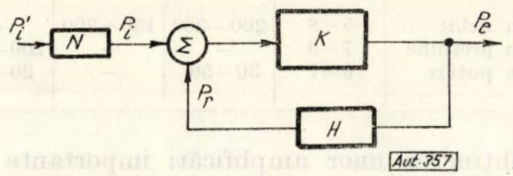


Fig. 13

care al blocului K este foarte mare. Într-adevăr:

$$Y(s) = \frac{N.K}{1 + H.K} \cong \frac{N(s)}{H(s)} \text{ pentru } K \gg 1.$$

În fluidică, unitatea de bază este amplificatorul K obţinut prin cuplarea unor modulatoare de impact (3—4 etaje) sau a unor etaje jet-jet, realizîndu-se astfel factori de amplificare avînd valori cuprinse între 30 000 şi 50 000, respectiv 2 000 şi 6 000. Blocurile H şi N conţin elemente pasive de tipul droselelor şi al camerelor cu volum constant. Rezolvarea problemei punctului de însumare se face distinct în cele două cazuri:

a) pentru elementele jet-jet se obţin intrinsec, prin însăşi funcţionarea diferenţială a amplificatorului cu mai multe intrări;

b) pentru modulatoarele de impact există un dispozitiv special de însumare, derivat dintr-un modulator de impact direct.

Pe aceste principii s-au construit blocuri integratoare, sumatoare, multiplicatoare cu constantă, diferenţiatoare.

În figura 14 se dă schema unui sumator realizat cu modulatoare de impact, la care semnalul de ieşire este:

$$P_e = \frac{R_f}{R_{21}} P_{21} + \frac{R_f}{R_{22}} P_{22} - \frac{R_f}{R_{11}} P_{11} - \frac{R_f}{R_{12}} P_{12}.$$

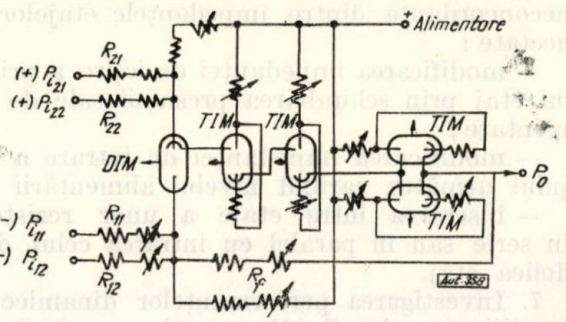


Fig. 14

Schema unui integrator utilizînd amplificatoare jet-jet este dată în figura 15, unde expresia semnalului de ieşire este:

$$P_e = \frac{A_p}{C_i R.K} \int P_i \, dt.$$

În ceea ce priveşte construcţia regulatoarlor fluidice pentru semnale unificate, trebuie arătat că în prezent firma americană Johnson produce asemenea regulatoare avînd, ca elemente active, modulatoare de impact. Fiind comandă al amplificatorului, care au o frecvenţă prestabilită. Pe de altă parte, de la traductorul de reacţie se obţine un semnal avînd o frecvenţă anumită şi care se aplică la cealaltă intrare de comandă I_1, aşa încît după

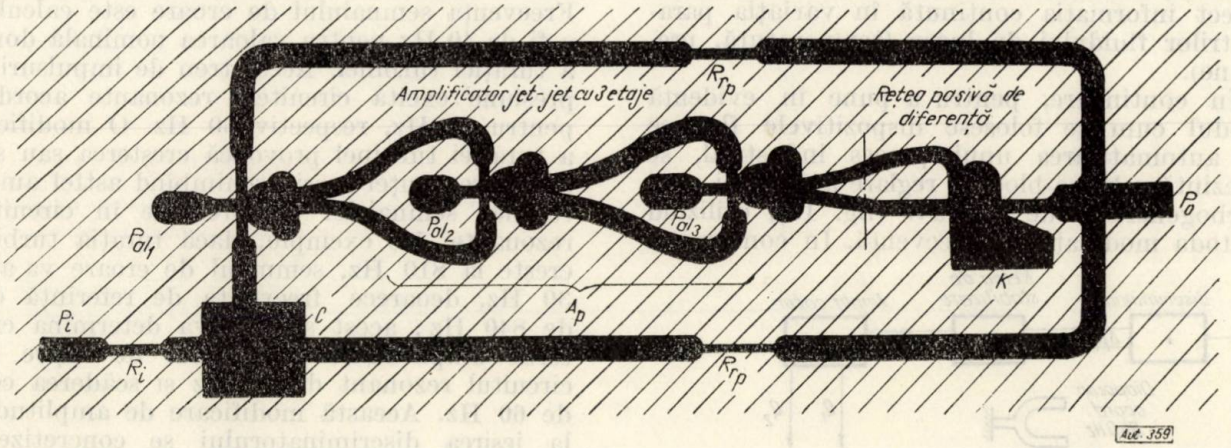


Fig. 15

esenţial un amplificator operaţional, noul tip de regulator pneumatic funcţionează în domeniul standard de presiune de ieşire de 0,2—1 at, avînd o alimentare de 1,5 at. Banda de proporţionalitate este cuprinsă între 0,5 şi 100% (amplificarea în lanţ deschis este 50 000). Varianta PID este prezentată în figura 16 [20].

În afară de regulatoarele fluidice descrise, în schemele de automatizare se folosesc şi blocuri specializate care au rolul de a soluţiona anumite cerinţe funcţionale dintr-un punct sau altul al schemei respective (obţinerea unui semnal de presiune proporţional cu frecvenţa semnalului de eroare, obţinerea frecvenţei de referinţă variabilă în timp etc.).

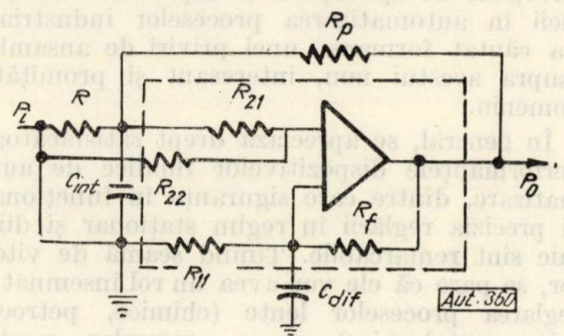


Fig. 16

În figura 17 se prezintă un asemenea detector de eroare utilizat într-o buclă de stabilizare a turaţiei unei turbine. El constă în fond din două etaje de amplificare cuplate în serie. În primul etaj, o parte din jetul de putere este condusă către canalul I_2, fiind destinată excitării diapazonului frecvenţei de acord. Aceasta determină după excitare oscilaţii în canalul de primul etaj se culege un semnal avînd frecvenţa egală cu diferenţa frecvenţelor comenzilor (semnal de eroare). În final, etajul al doilea amplifică acest semnal, obţinîndu-se la ieşirea sa un semnal de presiune cu frecvenţa erorii.

Dispozitivele fluidice specializate se caracterizează printr-o elasticitate remarcabilă şi creează mari posibilităţi de dezvoltare a echipamentului fluidic în domeniul reglării automate.

După cum se menţionează, noile principii ale elementelor fluidice au fost folosite cu rezul-

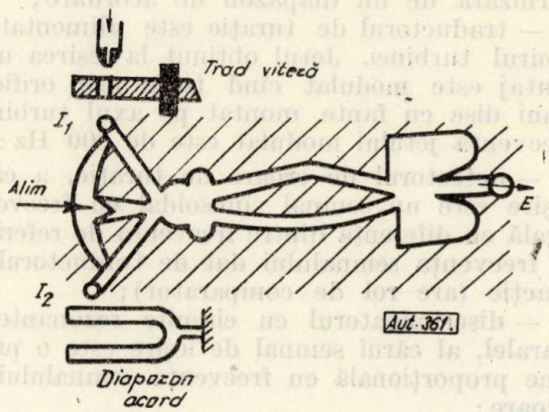


Fig. 17

tate foarte bune şi în construcţia traductoarelor. Astfel, de la traductoarele de nivel realizate cu bistabile jet-perete la traductoarele de poziţie cu jet, fără contact cu piesele în mişcare, de la traductorul de temperatură bazat pe caracteristicile sensibile la temperatură ale unui oscilator fluidic la traductoarele de viteză unghiulară, aceste dispo-

zitive se dovedesc pe cît de ingenioase, pe atît de practice [21].

Traductoarele fluidice se disting printr-un timp de răspuns scurt, sensibilitate mare, siguranţă ridicată, posibilitatea de a utiliza direct informaţia conţinută în variaţia parametrilor fluidului de lucru (temperatură, presiune).

În continuare, pentru a pune în evidenţă modul cum se folosesc dispozitivele fluidice la automatizarea unui proces industrial, se prezintă schema-bloc de reglare a turaţiei unui turbogenerator de 500 kW (fig. 18), utilizînd metoda modulaţiei în frecvenţă. În construcţia

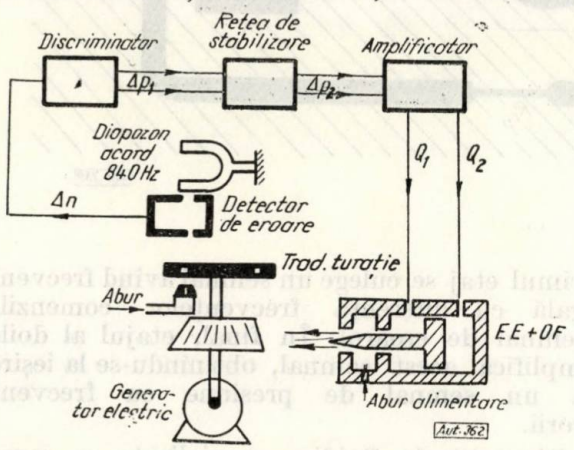


Fig. 18

blocurilor respective sînt folosite amplificatoare jet-jet şi elemente pasive de circuit. Schema cuprinde :

— blocul frecvenţei de referinţă 840 Hz, furnizată de un diapazon de acordare ;

— traductorul de turaţie este alimentat cu aburul turbinei. Jetul obţinut la ieşirea unui ajutaj este modulat cînd trece prin orificiile unui disc cu fante montat pe axul turbinei ; frecvenţa jetului modulat este de 800 Hz :

— detectorul de eroare de turaţie, a cărui ieşire este un semnal sinusoidal cu frecvenţa egală cu diferenţa dintre frecvenţa de referinţă şi frecvenţa semnalului dat de traductorul de reacţie (are rol de comparator) ;

— discriminatorul cu circuite rezonante în paralel, al cărui semnal de ieşire este o presiune proporţională cu frecvenţa semnalului de eroare ;

— reţeaua integrodiferenţială de stabilizare, realizată cu elemente jet-jet, drosele şi camere de capacitate dată ;

— amplificator final fluidic, al cărui debit de ieşire este proporţional cu presiunea de comandă şi care comandă un element de execuţie cu piston, rigid legat de ventilul de admisie a aburului în turbină.

Funcţionarea buclei este foarte simplă : un semnal, avînd ca frecvenţă diferenţa dintre frecvenţa semnalului generat de traductorul de turaţie al turbinei şi frecvenţa de referinţă dată de un diapazon de acordare, este folosit pentru a acţiona două circuite rezonatoare fluidice în paralel, care sînt componentele principale ale unui discriminator de frecvenţă. Frecvenţa semnalului de eroare este calculată a fi de 40 Hz pentru valoarea nominală dorită a turaţiei turbinei. Acest tren de impulsuri de presiune excită circuitele rezonante acordate pentru 30 Hz, respectiv 60 Hz. O modificare a turaţiei turbinei provoacă creşterea sau scăderea frecvenţei erorii, schimbînd astfel amplitudinea semnalelor de presiune în circuitele rezonante. De exemplu, dacă turaţia turbinei creşte la 810 Hz, semnalul de eroare va avea 30 Hz, deoarece frecvenţa de referinţă este de 840 Hz ; acest semnal va determina creşterea amplitudinei semnalului de ieşire din circuitul rezonant de 30 Hz şi scăderea celui de 60 Hz. Această modificare de amplitudine la ieşirea discriminatorului se concretizează într-un semnal de corecţie diferenţial care va conduce la închiderea corespunzătoare a vanei de alimentare cu abur a turbinei.

Datorită specificului comportării în regim dinamic a sistemului, în care are loc o integrare dublă, este necesară o reţea de stabilizare integrodiferenţială.

Rezultatele experimentale obţinute cu un asemenea sistem au fost foarte bune, indicînd o precizie a reglării de 0,5% pentru o perturbaţie (modificarea sarcinii turbinei) de 10% [22].

6. Concluzii

Prin descrierea principalelor elemente cu acţiune continuă active şi pasive, a principiilor şi caracteristicilor acestora, prin prezentarea direcţiilor de aplicaţie mai importante ale fluidicii în automatizarea proceselor industriale, s-a căutat formarea unei priviri de ansamblu asupra acestui nou, interesant şi promiţător domeniu.

În general, se apreciază drept satisfăcătoare performanţele dispozitivelor fluidice de automatizare, dintre care siguranţa în funcţionare şi precizia reglării în regim staţionar şi dinamic sînt remarcabile. Ţinînd seamă de viteza lor, se pare că ele vor avea un rol însemnat în reglarea proceselor lente (chimice, petrochimice, metalurgice) sau a proceselor speciale (reactoare nucleare).

De asemenea trebuie notat faptul că, datorită blocurilor fluidice de calcul analogic sau numeric, se deschide perspectiva automatizărilor complexe utilizînd echipamentul pneumatic sau hidraulic, precum şi perspectiva fabricării regulatoarelor extremale, cu structură variabilă etc.

O dată puse la punct, dispozitivele fluidice numerice vor avea un larg cîmp de aplicaţii

în automatizările secvenţiale întîlnite la maşinile-unelte.

Dar pentru a valorifica pe deplin calităţile noilor elemente pneumatice şi hidraulice se cer rezolvate în cît mai scurt timp cîteva probleme, dintre care menţionăm:

a) elaborarea unei teorii analitice care să descrie principalele fenomene fluidice: interacţiunea jeturilor libere, fenomenul jet-perete, fenomenul de impact cu două jeturi;

b) studiul stabilităţii jeturilor în prezenţa perturbaţiilor, conducînd la o teorie mai generală a stabilităţii dinamice a dispozitivelor fluidice:

c) rezolvarea completă a problemelor ţinînd de dinamica interconectării elementelor fluidice şi de fenomenele acustice;

d) realizarea unor elemente fluidice de putere capabile să comande direct servomotoarele hidraulice şi pneumatice;

e) perfecţionarea tehnologiei de fabricaţie pentru producţia de serie mare.

Nu putem încheia fără a aminti două tendinţe de ultimă actualitate în domeniul fluidicii: studiul circuitelor cu debit variabil analoge circuitelor electrice de curent alternativ şi studiul elementelor de putere supersonice de tip amplificator proporţional sau bistabil jet-perete.

Deşi la început de drum, în prezent fluidica rezolvă multe probleme tehnice dificile şi, fără a concura echipamentul electronic şi electric de reglare şi de calcul, se dovedeşte un complement preţios al acestuia pentru automatizarea complexă a proceselor industriale moderne.

BIBLIOGRAFIE

[16] Besterling, C. *A systematic approach for designing fluidic systems.* În: Control eng., apr 1966.

[17] Cochran, W. L., Tilburg, R. W. *The staging of pressure proportional amplifiers to provide stable, medium gain, single output pure fluid systems.* HDL symposium, mai 1964.

[18] Besterling, C. *Application techniques for proportional pure fluid amplifiers.* HDL symposium, mai 1964.

[19] Florea, S. *Unele probleme privind dinamica interconexiunii amplificatoarelor fluidice.* În: Bul. Inst. pol. Bucureşti, nr. 5, 1968.

[20] Bjornsen, B. G. *A new pneumatic controller.* În: Control eng., mai 1965.

[21] Gray, W. E., Stern, H. *Fluid amplifiers, capabilities and applications.* În: Control eng., febr 1964.

[22] Colston, J. R., Dexter, E. M. *Applications of pure fluid techniques to a speed control.* HDL symposium, mai 1964.

Ing. L. LUPAŞ

Conducerea optimală a unui sistem subamortizat de ordinul 2 cu semnale treaptă

În această lucrare se prezintă conducerea optimală a unui sistem subamortizat de ordinul 2 cu ajutorul unor semnale treaptă.

Se recomandă alegerea strategiei optimale de comutare a semnalului de intrare pe baza diagramelor stabilite. Această metodă este indicată pentru orice sistem care se poate echivala cu un sistem subamortizat de ordinul 2. Se indică utilizarea acestei metode la sinteza unui regulator optimal cu eşantionare, pentru reglarea unui sistem subamortizat de ordinul 2.

Alegerea comutaţiilor optimale asigură mari îmbunătăţiri performanţelor sistemului subamortizat de ordinul 2.

Fie un sistem de ordinul 2 descris de ecuaţia:

$$\ddot{x} + 2\zeta\,\omega_n\,\dot{x} + \omega_n^2\,x = \omega_n^2\,u \qquad (1)$$

cu $0<\zeta<1$, unde:

u este mărimea de comandă;

x — mărimea de ieşire a sistemului.

Se notează:

$$\alpha = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\cdot t; \qquad (2)$$

$$d = \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}. \qquad (3)$$

Integrala generală a ecuaţiei diferenţiale (1) este de forma:

$$x(\alpha) = u + Ae^{-d\alpha}.\sin\alpha + Be^{-d\alpha}.\cos\alpha. \qquad (4)$$

Pentru conducerea optimală a unui sistem de ordinul 2 sînt necesare două comutaţii [1]. Pentru mărimea de comandă de tip optimal cu aspectul din figura 1 (prima treaptă de amplitudine m şi de durată t_1, a doua treaptă de amplitudine m şi de durată t_2) dorim să determinăm distribuţia intervalelor de comutaţie în funcţie de m şi ζ.

Mărimea de comandă este de forma:

$$u(\alpha) = \begin{cases} m & \text{pentru } 0 < \alpha < \alpha_1 \\ -m & \text{pentru } \alpha_1 < \alpha < \alpha_1 + \alpha_2 \\ 1 & \text{pentru } \alpha > \alpha_1 + \alpha_2 \end{cases} \qquad (5)$$

unde α_1 şi α_2 sînt legate de t_1 şi respectiv t_2 prin relaţia (2).

În acest caz, răspunsul sistemului va fi:

$$x(\alpha) = \begin{cases} x_1(\alpha) & \text{pentru } 0 < \alpha < \alpha_1 \\ x_2(\alpha) & \text{pentru } \alpha_1 \leqslant \alpha \leqslant \alpha_1 + \alpha_2 \\ 1 & \text{pentru } \alpha \geqslant \alpha_1 + \alpha_2 \end{cases} \qquad (6)$$

Pentru obţinerea unui răspuns de tip optimal se impun condiţiile :

$$x_1(0) = 0\,; \qquad \dot{x}_1(0) = 0\,; \tag{7}$$

$$x_1(\alpha_1) = x_2(0)\,; \qquad \dot{x}_1(\alpha_1) = \dot{x}_2(0) \tag{8}$$

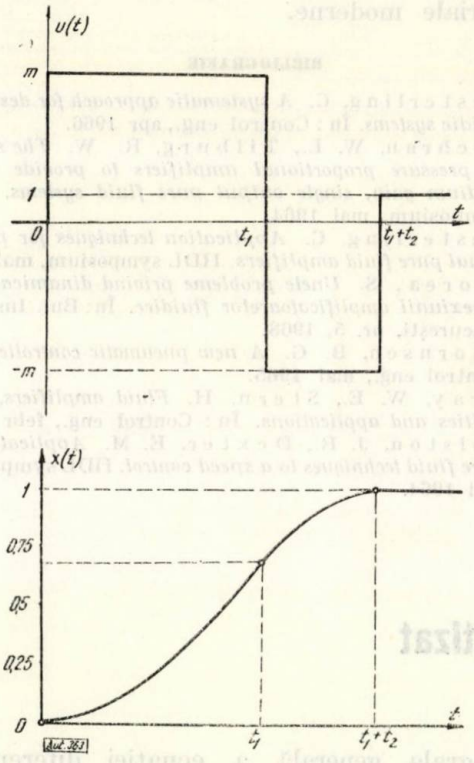


Fig. 1. Semnal de comandă de tip optimal.

şi :

$$x_2(\alpha_2) = 1\,; \qquad \dot{x}_2(\alpha_2) = 0. \tag{9}$$

Efectuînd calculele, se obţine :

$$x_1(\alpha) = m - m\,e^{-d\alpha} \cdot (\cos\alpha + d\sin\alpha)\,; \qquad \dot{x}_1(\alpha) = m\,(1 + d^2)\,e^{-d\alpha} \cdot \sin\alpha \tag{10}$$

şi :

$$x_2(\alpha) = -m + [x_2(0) + m]\,e^{-d\alpha} \cdot \cos\alpha + \{d\,[x_2(0) + m] + \dot{x}_2(0)\}\,e^{-d\alpha} \cdot \sin\alpha\,;$$

$$\dot{x}_2(\alpha) = \dot{x}_2(0)\,e^{-d\alpha} \cdot \cos\alpha - \{(1 + d^2)\,[x_2(0) + m] + d\dot{x}_2(0)\}\,e^{-d\alpha} \cdot \sin\alpha. \tag{11}$$

Ţinînd seamă de condiţiile (7), (8) şi (9), relaţiile (10) şi (11) devin :

$$e^{-d\alpha_1} \cdot \sin(\alpha_1 + \alpha_2) = 2\sin\alpha_2\,; \qquad 2e^{-d\alpha_2} \cdot \frac{\sin\alpha_1}{\sin(\alpha_1 + \alpha_2)} = \frac{m+1}{m}. \tag{12}$$

Intervalele de comutaţie t_1 şi t_2 se pot determina grafic intersectînd graficele reprezentate de ecuaţiile (12) în planul α_1 α_2.

Pentru calculul punct cu punct al familiilor de curbe (12) este convenabil să se pună ecuaţiile (12) sub forma :

$$\alpha_2 = \operatorname{arcctg}\frac{2\,e^{d\alpha_1} - \cos\alpha_1}{\sin\alpha_1} \tag{13}$$

şi :

$$\frac{m+1}{m} = 2e^{-d\alpha_2}\frac{\sin\alpha_1}{\sin(\alpha_1 + \alpha_2)}. \tag{14}$$

S-a adoptat următoarea metodă de calcul :

1. Pentru $\zeta = \text{const.}$ (în această lucrare s-a considerat $\zeta = 0{,}3\,;\ 0{,}4\,;\ 0{,}5\,;\ 0{,}6\,;\ 0{,}7\,;\ 0{,}8$, la care corespunde $d = \text{const.}$) se aleg valori pentru α_1 şi se determină valoarea lui α_2 din ecuaţia (13).

2. Pentru valorile determinate ale lui α_1 şi α_2 se calculează valoarea lui m din ecuaţia (14).

Astfel curbele date de ecuaţia (13) pot fi gradate în valorile lui m.

Cunoscînd valorile α_1 şi α_2 se determină $\omega_n t_1$ şi $\omega_n t_2$ din relaţia (2) pentru ζ cunoscut.

Diagramele $\omega_n t_2$ în funcţie de $\omega_n t_1$ pentru $\zeta = \text{const.}$ sau pentru $m = \text{const.}$ sînt reprezentate în figura 2. De asemenea se poate deduce durata regimului tranzitoriu $\omega_n(t_1 + t_2)$ în funcţie de m pentru $\zeta = \text{const.}$ (fig. 3).

Dacă sistemul de ordinul 2 este dat, se sugerează folosirea graficelor de mai sus în următoarele cazuri mai importante :

1. Alegerea semnalului de comandă optimal (amplitudinea m şi intervalele de comutaţie), dacă este impusă durata regimului tranzitoriu.

2. Determinarea semnalului de comandă optimal, dacă se impune o relaţie între intervalele de comutaţie de forma $t_2 = kt_1$. În acest caz se intersectează dreapta :

$$\omega_n t_2 = k\omega_n t_1 \tag{15}$$

cu caracteristica $\zeta = \text{const.}$ din figura 2. În aplicaţiile practice este uneori avantajos să se aleagă intervalele de comutaţie egale.

Pentru conducerea optimală a unui sistem de ordinul 2 în circuit deschis se poate adăuga în serie o reţea de compensare cu întîrzieri ajustabile [2], care la un semnal treaptă aplicat la intrare generează un semnal de comandă optimal de tipul celui din figura 1. Astfel se realizează o conducere optimală în timp minim.

Rezultatele experimentale obţinute la conducerea unui sistem echivalent de ordinul 2 cu $\zeta = 0{,}44$ şi $\omega_n = 0{,}0336$ rad/s au coincis cu valorile teoretice stabilite. În figura 4 s-au dat răspunsurile sistemului echivalent de ordinul 2 la semnale de comandă de tip optimal cu $m = 1$, $m = 2$ şi $m = 4$, alături de răspunsul sistemului la intrare treaptă.

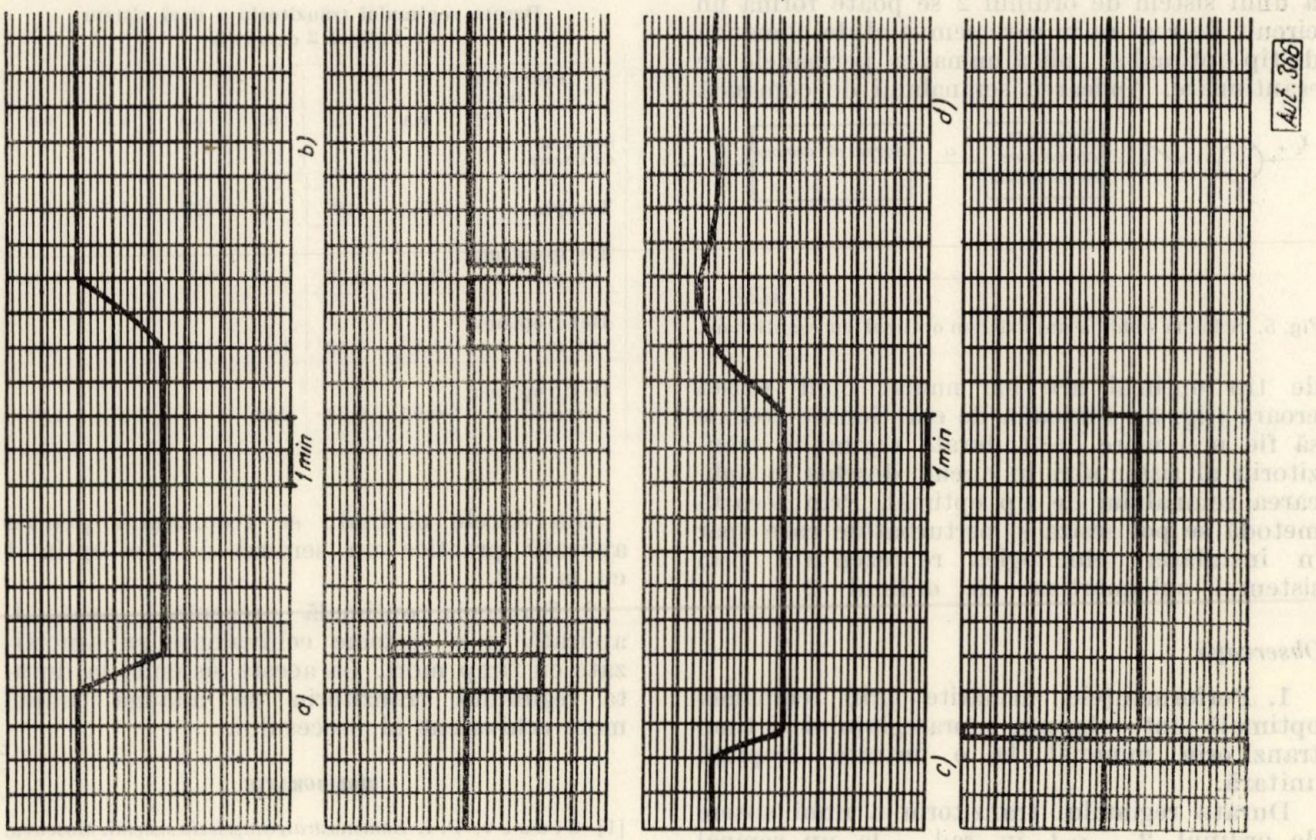


Fig. 4. Răspunsul sistemului subamortizat de ordinul 2 la un semnal de tip optimal cu : a) $m = 1$; b) $m = 2$; c) $m = 4$; d) răspunsul sistemului subamortizat de ordinul 2 la o intrare treaptă unitară.

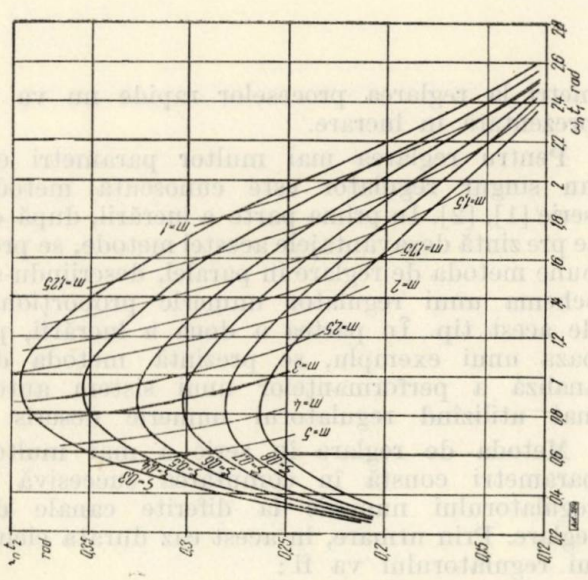


Fig. 2. Reprezentarea intervalelor de comutație în funcție de ζ și m.

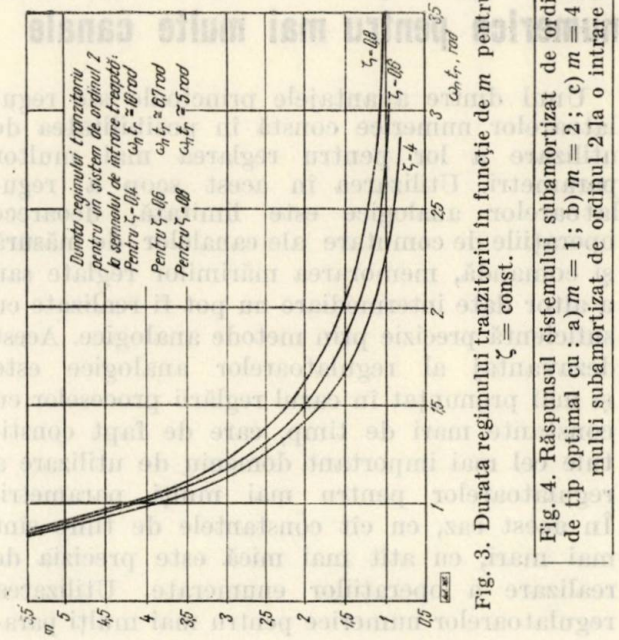


Fig. 3. Durata regimului tranzitoriu în funcție de m pentru ζ = const.

De asemenea pentru conducerea optimală a unui sistem de ordinul 2 se poate forma un circuit de reglare în care semnalul de comandă de tip optimal se aplică numai la perioadele de eşantionare. Aplicarea semnalului de comandă

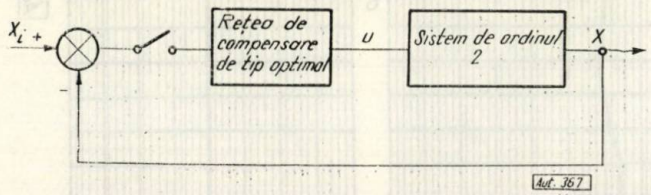


Fig. 5. Schema—bloc a unui sistem optimal cu eşantionare.

de tip optimal are loc numai cînd există eroare (fig. 5). Perioada de eşantionare trebuie să fie mai mare decît durata regimului tranzitoriu al sistemului în circuit deschis la aplicarea semnalului de tip optimal. Prin această metodă se pot sesiza şi perturbaţiile care apar în instalaţia tehnologică reprezentată prin sistemul subamortizat de ordinul 2.

Observaţii :

1. Performanţele urmărite prin comanda optimală sînt : absenţa suprareglajului şi timp tranzitoriu minimal la o intrare treptată unitară.

Durata regimului tranzitoriu a unui sistem de ordinul 2 — $\omega_n t_r$ în rad. — la un semnal de tip optimal aplicat la intrare este arătată în tabela 1.

Tabela 1

Durata regimului tranzitoriu a unui sistem de ordinul 2 $\omega_n t_r$ rad.

Factorul de amortizare ζ / Semnalul de intrare	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
Treapta	13,3	10	8	6,7	5,7	5
De tip optimal cu $m = 1$	2,08	2,28	2,47	2,8	3,3	4,02
De tip optimal cu $m = 2$	1,39	1,42	1,45	1,49	1,55	1,62
De tip optimal cu $m = 4$	0,97	0,98	0,99	1	1,01	1,04

Din datele obţinute se recomandă pentru aplicaţii practice un semnal de tip optimal cu $m = 2$.

2. Strategia optimală prezentată poate fi aplicată şi la sisteme echivalente subamortizate cu timp mort. La aceste sisteme, la durata regimului tranzitoriu se adaugă timpul mort echivalent al procesului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cinaev, P. I. *Samonostraivaiuşciesia sistemî*. Moscova, Maşghiz, 1963.

[2] Fairfield, R. L. *Designing a deadbeat compensating network*. În : Control engineering, nr. 8, 1966.

Ing. C. I. NITU

Un nou principiu de construire a regulatoarelor numerice pentru mai multe canale

Unul dintre avantajele principale ale regulatoarelor numerice constă în posibilitatea de utilizare a lor pentru reglarea mai multor parametri. Utilizarea în acest scop a regulatoarelor analogice este limitată, deoarece operaţiile de comutare ale canalelor de măsură şi comandă, memorarea mărimilor reglate sau a altor date intermediare nu pot fi realizate cu suficientă precizie prin metode analogice. Acest dezavantaj al regulatoarelor analogice este şi mai pronunţat în cazul reglării proceselor cu constante mari de timp, care de fapt constituie cel mai important domeniu de utilizare a regulatoarelor pentru mai mulţi parametri. În acest caz, cu cît constantele de timp sînt mai mari, cu atît mai mică este precizia de realizare a operaţiilor enumerate. Utilizarea regulatoarelor numerice pentru mai mulţi parametri la reglarea proceselor rapide nu va fi prezentată în lucrare.

Pentru reglarea mai multor parametri cu un singur regulator este cunoscută metoda serie [1], [2]. În prima parte a lucrării, după ce se prezintă dezavantajele acestei metode, se propune metoda de reglare în paralel, descriindu-se schema unui regulator numeric proporţional de acest tip. În partea a doua a lucrării, pe baza unui exemplu, se prezintă metoda de analiză a performanţelor unui sistem automat utilizînd regulatorul numeric descris.

Metoda de reglare în serie a mai multor parametri constă în comutarea succesivă a regulatorului numeric la diferite canale de reglare. Prin urmare, în acest caz durata ciclului regulatorului va fi :

$$T = n \cdot T_i + n \cdot \tau_i, \qquad (1)$$

unde :

T_i este timpul cît regultorul este conectat la canalul i ;

τ_i — timpul de comutaţie de la un canal la altul.

Este evident că timpul cît regulatorul este conectat la fiecare canal poate avea valori egale sau diferite. Astfel, în funcţie de algoritmul de comutare al regulatorului la diferite canale de reglare, durata ciclului pentru fiecare canal poate fi aleasă constantă sau variabilă. Se recomandă cicluri constante şi egale în cazul reglării proceselor caracterizate prin aceiaşi parametri statistici ai perturbaţiilor, ai mărimilor de intrare şi prin proprietăţi dinamice apropiate (de exemplu constante de timp de acelaşi ordin de mărime). Durata ciclului pentru fiecare parametru se alege variabilă atunci cînd condiţiile enumerate nu sînt îndeplinite. În acest caz, regulatorul poate fi comutat după următoarele algoritme :

a) comutarea se face la canalul cu cea mai mare eroare ;

b) comutarea se face într-o ordine determinată de proprietăţile statistice ale proceselor reglate.

Din punct de vedere constructiv regulatoarele numerice pentru reglarea în serie a mai multor parametri au următoarea structură (fig. 1) :

— blocul C_1 pentru comutarea regulatorului la diferite canale de măsură ; pentru aceasta este necesară comutarea unor semnale analogice X_e reprezentînd mărimile reglate ;

— blocul C_2 pentru comutarea mărimii elaborate de regulator la diferite canale de comandă ;

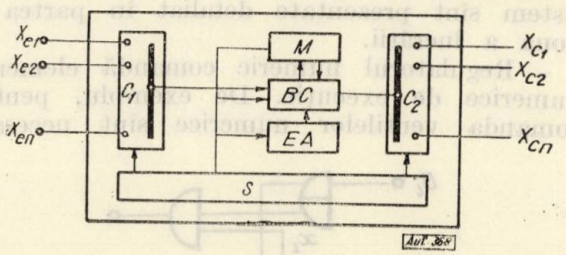


Fig. 1

— pentru fiecare parametru reglat este necesară comutarea anumitor elemente de acordare şi de fixare a mărimii de referinţă din blocul EA ;

— blocul de sincronizare S, care memorează adresele mărimilor măsurate, de comandă şi succesiunea tuturor operaţiilor ;

— blocul M pentru memorarea datelor intermediare de calcul ; în acest bloc sînt memorate la anumite adrese, de exemplu date intermediare de calcul, sumele erorilor pînă la tactul respectiv etc. ;

— blocul de calcul BC ; la comutarea regulatorului la un anumit canal, mărimea X_e este introdusă în blocul de calcul, unde se compară cu mărimea extrasă din blocul EA ; eroarea obţinută se prelucrează după o anumită lege şi mărimea de comandă se transmite la canalul respectiv.

Regulatoarele construite după această schemă-bloc prezintă următoarele dezavantaje :

— cu creşterea numărului de parametri reglaţi se complică (ca structură şi număr de transistoare) blocurile de acordare EA, de memorare M, şi de comutare C_1 C_2 ;

— cu creşterea numărului de parametri reglaţi creşte numărul operaţiilor de transfer comandate de blocul de sincronizare, deci şi numărul de adrese ;

— valoarea duratei ciclului (1) limitează numărul de parametri reglaţi de un singur regulator.

Avînd în vedere aceste dezavantaje ale regulatoarelor numerice, cu comutarea succesivă la diferite canale, se propune metoda de reglare în paralel a mai multor parametri.

Pentru reglarea în paralel a mai multor parametri cu un singur regulator este necesar să se adopte pentru elementele componente scheme speciale, care să permită efectuarea simultană a operaţiilor respective pentru mai multe canale. De exemplu pentru a efectua simultan operaţia de comparaţie pentru mai mulţi parametri cu un singur element trebuie ca un procent mare al schemei să fie comun pentru toate canalele (în cazul contrar elementele de comparaţie sînt separate). Desigur un element utilizat pentru efectuarea simultană a unei operaţii pentru mai mulţi parametri reglaţi poate fi utilizat şi pentru efectuarea în serie a aceloraşi operaţii. Avînd în vedere această posibilitate, regulatorul numeric propus poate fi utilizat atît pentru reglarea în paralel, cît şi pentru reglarea în serie a mai multor parametri. Prin urmare există o mare elasticitate în alegerea perioadei ciclului pentru fiecare parametru reglat.

În continuare se prezintă schema unui regulator numeric proporţional pentru reglarea mai multor parametri în paralel. Metoda prezentată se poate extinde şi pentru o lege de reglare mai complicată.

Deoarece la sistemele de reglare în general se urmăreşte să se obţină eroare staţionară zero la o intrare în treaptă, regulatorul numeric proporţional este utilizat atunci cînd elementul de execuţie sau procesul tehnologic automatizat sînt de tip integral. Spre deosebire de regulatorul numeric proporţional $RN-1$ (pentru un singur canal de reglare), regulatorul prezentat în continuare poate fi folosit numai atunci cînd mărimea reglată poate fi convertită într-un semnal de tensiune [4].

Pentru efectuarea comparaţiei mărimilor reglate cu mărimile de referinţă se foloseşte metoda de comparare prin decodificare [4], [7]. Aceasta este singura metodă care permite efectuarea operaţiei de comparare în paralel pentru mai mulţi parametri. Conform acestei metode, mărimea prescrisă pentru fiecare canal se fixează cu ajutorul unor comutatoare decadice K_{ij} (fig. 2), unde i este numărul de ordine

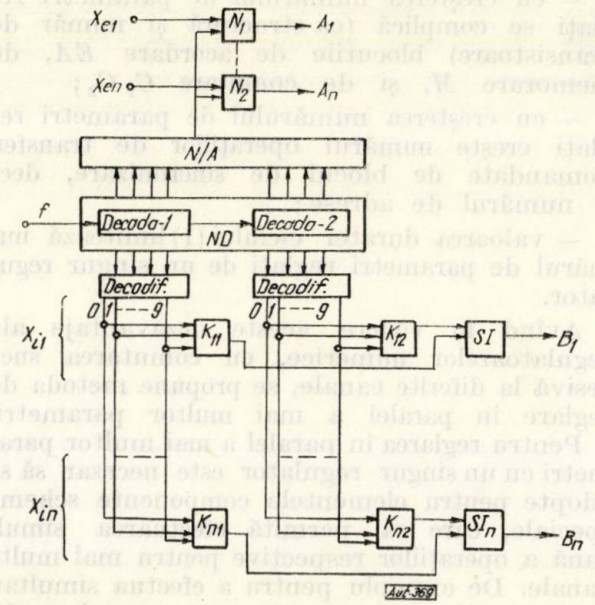


Fig. 2

al parametrului reglat, iar j al decadei. Mărimea prescrisă trebuie convertită într-un număr de impulsuri de frecvenţă constantă f, deci un interval de timp. În acest scop, conţinutul fiecărei decade este convertit în cod zecimal cu ajutorul unor decodificatoare. Cînd în numărătorul decadic s-a acumulat un număr egal cu cel fixat cu ajutorul comutatoarelor K_{ij}, elementul logic SI_i dă un impuls B_i. Intervalul de timp de la începerea operaţiei de numărare pînă la apariţia impulsului B_i reprezintă tocmai mărimea de referinţă codificată a parametrului cu numărul de ordine i. Simultan cu această operaţie are loc şi codificarea mărimii reglate într-un interval de timp. Pentru aceasta conţinutul numărătorului decadic este convertit într-un semnal de tensiune, sub formă de dinte de ferăstrău, cu ajutorul convertorului numeric-analogic N/A. Semnalul de tensiune de la ieşirea convertorului este comparat cu mărimile reglate utilizînd organe de nul individuale pentru fiecare canal [3]. Cînd semnalul de tensiune devine egal cu mărimea reglată x_{ei}, organul de nul N_i dă un impuls A_i . Prin urmare intervalul de timp de la începerea operaţiei de numărare pînă la sosirea impulsului A_i reprezintă tocmai mărimea reglată codificată.

Dacă impulsul A_i soseşte simultan cu impulsul B_i, atunci valoarea parametrului cu numărul de ordine i este egală cu valoarea dorită. Dacă impulsul A_i soseşte înaintea impulsului B_i, atunci mărimea reglată este mai mică decît cea prescrisă şi intervalul de timp dintre cele două impulsuri reprezintă tocmai eroarea codificată. În mod similar, cînd impulsul B_i soseşte înaintea impulsului A_i, eroarea este codificată sub forma intervalului de timp dintre impulsurile B_i şi A_i.

Regulatorul numeric proporţional descris poate fi utilizat în următoarele cazuri principale :

— Regulatorul comandă un motor electric (modulare în durată a mărimii de comandă) care, prin intermediul unui reductor, schimbă poziţia unui organ de reglare. Acest caz se întîlneşte la reglarea debitului, nivelului, temperaturii etc. Comanda motorului pentru canalul de reglare i se face în intervalul de timp dintre impulsurile A_i şi B_i. Sensul de rotaţie al motorului se determină cu ajutorul unui element de semn, separat pentru fiecare canal de reglare. Pentru aceasta impulsurile A_i şi B_i acţionează cîte o memorie. Notăm cu x_i şi y_i ieşirile semnal ale două memorii comandate, de impulsurile A_i, respectiv B_i (fig. 3). Cînd eroarea este pozitivă, elementul logic care comandă motorul într-un sens realizează funcţia $x_i \cdot \overline{y}_i$. Cînd eroarea este negativă, elementul logic care comandă motorul în sens invers realizează funcţia $\overline{x}_i \cdot y_i$. În figura 3 este reprezentată schema elementului de comandă a unui motor electric, utilizînd elemente logice NICI. Pentru acest mod de funcţionare al regulatorului numeric este caracteristic faptul că impulsul de comandă nu are o poziţie fixă în intervalul ciclului. Problemele care apar în analiza unui astfel de sistem sînt prezentate detaliat în partea a doua a lucrării.

— Regulatorul numeric comandă elemente numerice de execuţie. De exemplu, pentru comanda ventilelor numerice sînt necesare

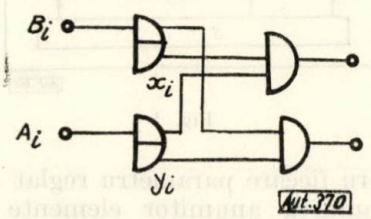


Fig. 3

memorii pentru fiecare canal de reglare [1]. Utilizînd pentru memorare numărătoare reversibile, elementul de execuţie devine de tip integral.

— Regulatorul numeric comandă elemente de execuţie proporţionale. În acest caz se utilizează elemente simple de obţinere a valorii medii ([1], fig. 7—9).

Deoarece parametrii de acordare ai regulatorului au în general valori diferite pentru parametrii reglaţi, regulatorul trebuie să permită posibilitatea de a-i varia separat şi independent pentru fiecare canal de reglare. Parametrii de acordare şi mărimea de referinţă sînt fixaţi de către operatorul uman. Pentru

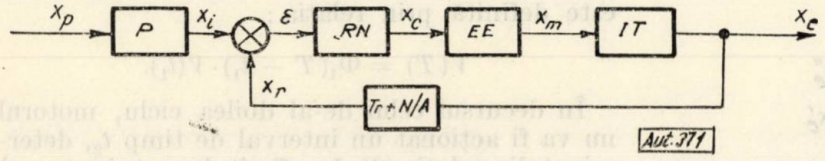


Fig. 4

regulatorul numeric proporţional prezentat s-a ales ca parametru de acordare durata ciclului. Pentru a varia durata ciclului se poate schimba frecvenţa f, a generatorului de tact. Varierea duratei ciclului pentru fiecare parametru reglat se poate face şi prin blocarea comenzii regulatorului (pentru canalul respectiv) un anumit număr de tacte.

Reglarea în paralel a mai multor parametri cu un singur regulator are următoarele avantaje principale în comparaţie cu metoda serie:

— nu mai este necesar blocul C_1 de comutare a mărimilor analogice, deoarece aceastea sînt în permanent conectate la organele de nul N_i;

— deoarece reglarea mai multor parametri cu un singur regulator se face în paralel, rezultă că durata ciclului nu depinde de numărul de parametri reglaţi.

În comparaţie cu reglarea unui număr de parametri cu regulatoare separate şi distincte la reglarea în paralel cu un singur regulator se micşorează numărul de transistoare utilizate, deoarece elementul de comparaţie este comun pentru toate canalele de reglare.

După cum s-a arătat, un sistem de reglare cu regulatorul prezentat este neliniar. În continuare, pe baza unui exemplu, se prezintă o metodă de analiză a performanţelor acestor sisteme.

Elementul de execuţie EE al sistemului analizat (fig. 4) reprezintă un motor electric care, prin intermediul unui reductor, acţionează un ventil. Instalaţia tehnologică IT reprezintă un proces lent. Funcţia de transfer a părţii fixe este:

$$Y_f(s) = Y_{EE}(s) \cdot Y_{IT}(s) = \frac{30}{s(s+100\ s)}.$$

Deoarece sistemul este neliniar şi comanda reprezintă impulsuri modulate în durată, pentru analiza sistemului numeric de reglare se va utiliza metoda spaţiului stărilor. Avantajul principal al acestei metode este posibilitatea de programare pe calculatoare numerice, ceea ce măreşte viteza şi precizia de calcul.

Circuitul de reacţie include un traductor şi un convertor analog numeric. Se consideră că unei unităţi a mărimii reglate îi corespunde o unitate binară (precizie 1%). Prin urmare elementul din reacţie are coeficientul de transfer unu (dimensional). Luînd precizia 1% şi pentru elementul de prescriere, se obţine acelaşi coeficient de transfer. Parametrii regulatorului numeric sînt:

a) durata $\Delta_c(t)$ a impulsului mărimii de comandă este definită de:

$$\Delta_c(t) = \frac{\varepsilon(nT)}{f},$$

unde $\varepsilon(nT)$ este diferenţa dintre numărul prescris şi numărul de la ieşirea convertorului în tactul n. Poziţia impulsului de comandă este variabilă în intervalul de măsură şi va fi definită mai jos;

b) durata maximă T_m a timpului de măsură este definită de numărul maxim de unităţi binare N în care este convertită mărimea reglată şi de frecvenţa de lucru f, aleasă ca fiind 50 Hz. Deci:

$$T_m = \frac{N}{f} = \frac{10^3}{50} = 20\ \text{s};$$

c) perioada ciclului regulatorului se ia egală cu timpul de măsură, adică $T = T_m$.

Conform metodei spaţiului stărilor se desenează modelul analogic al sistemului analizat (fig. 5) şi se determină matricele de tranziţie $\Phi_0(t)$ şi $\Phi_1(t)$ pentru cazurile cînd motorul este şi nu este acţionat [6]. Astfel se obţine:

$$\Phi_0(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-0,01t} & 30(1-e^{-0,01t}) & \frac{\pm 30}{\varepsilon}(-100 + \\ & & & +t+100\,e^{-0,01t}) \\ 0 & 0 & 1 & \pm\frac{t}{\varepsilon} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

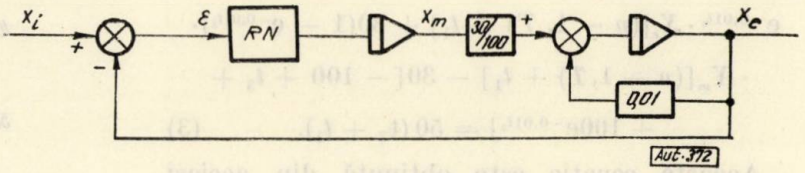


Fig. 5

$$\Phi_1(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-0,01t} & 30(1-e^{-0,01t} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

unde semnul plus corespunde acţionării motorului în sensul creşterii mărimii reglate, iar minus, scăderii acesteia.

Vectorul de stare $V(nT) = [X_i;\ X_e(nT);\ X_m(nT);\ \varepsilon(nT)]$, se determină pentru fiecare

interval caracteristic din cadrul ciclului. Pot avea loc trei cazuri (fig. 6) :

— La pornirea sistemului, impulsul de la organul de nul vine la momentul $t = 0$ şi motorul va fi acţionat pînă la momentul t_1, ce

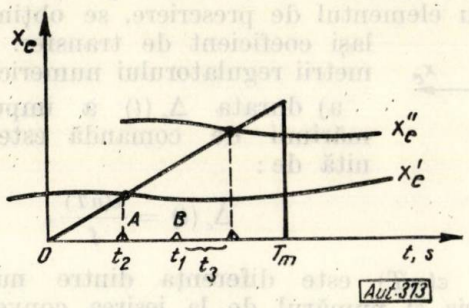


Fig. 6

corespunde impulsului B de la mărimea prescrisă. În continuare motorul nu va fi acţionat în intervalul de timp cît durează primul tact.

— Cînd eroarea este pozitivă (fig. 6, curba x_e'), motorul nu va fi acţionat pînă la momentul t_2, cînd soseşte impulsul A. Pentru a determina timpul t_2 cît motorul nu este acţionat, se rezolvă ecuaţia :

$$e^{-0,01t_2} \cdot X_e(n-1,T) + 30(1 - e^{-0,01t_2}) \cdot X_m(n - 1,T) = 50\ t_2. \quad (2)$$

Această ecuaţie este obţinută din condiţia de intersecţie a curbei de variaţie a mărimii reglate, cînd motorul nu este acţionat, cu tensiunea în dinte de ferăstrău, adică din relaţia $x_e(t) = 50\ t_2$. În continuare motorul va fi acţionat pînă la momentul t_1, cînd soseşte impulsul B, ce corespunde mărimii prescrise.

— Cînd eroarea este negativă (fig. 6, curba x_e''), motorul nu va fi acţionat pe intervalul $0 - t_1$. Pentru a determina timpul t_3 cît motorul este acţionat în sensul scăderii mărimii reglate, se rezolvă ecuaţia :

$$e^{-0,01t_3} \cdot X_e[(n-1,T) + t_1] + 30(1 - e^{-0,01t_3}) \cdot X_m[(n-1,T) + t_1] - 30[-100 + t_3 + 100e^{-0,01t_3}] = 50\,(t_3 + t_1). \quad (3)$$

Această ecuaţie este obţinută din aceiaşi condiţie de intersecţie, cu deosebire că în acest caz motorul este acţionat în sensul micşorării mărimii reglate.

Considerînd mărimea prescrisă 100, timpul t_1 are următoarea valoare :

$$t_1 = \frac{100}{f} = \frac{100}{50} = 2s.$$

Pentru trasarea procesului tranzitoriu se calculează vectorul de stare la sfîrşitul fiecărui interval caracteristic din fiecare ciclu. Calculul se face treptat, ciclu cu ciclu. De exemplu, după pornire, în momentul de timp t_1, vectorul de stare se determină prin relaţia :

$$V(t_1) = \Phi_0(t_1) \cdot V(0^+) = \Phi_0(t_1) \cdot B \cdot V(0),$$

unde B este matricea condiţiilor iniţiale. După prima perioadă, valoarea vectorului de stare este definită prin relaţia :

$$V(T) = \Phi_1(T - t_1) \cdot V(t_1).$$

În decursul celui de-al doilea ciclu, motorul nu va fi acţionat un interval de timp t_2, determinat din relaţia (2). La sfîrşitul acestui interval de timp, vectorul de stare se defineşte din ecuaţia matricială :

$$V(T + t_2) = \Phi_1(t_2) \cdot V(T).$$

În momentul sosirii impulsului B, vom avea :

$$V(T + t_1) = \Phi_0(t_1 - t_2) \cdot V(T + t_2),$$

unde $(t_1 - t_2)$ reprezintă durata de acţionare a motorului.

În mod identic se procedează în fiecare tact şi se obţine procesul tranzitoriu (fig. 7, curba *a*). Deoarece se obţine un suprareglaj mare se recomandă utilizarea metodei de variere automată a parametrului de acordare, după un anumit criteriu în planul fazelor [7]. De exemplu, variind ciclul regulatorului în funcţie de modulul erorii, în felul următor :

cînd $|\varepsilon| > 50\%$ perioada $T = T_m$

şi cînd $|\varepsilon| < 50\%$ perioada $T = 3\ T_m$,

se obţine procesul tranzitoriu (fig. 7, curba *b*) cu un suprareglaj mai mic. Pentru varierea automată a perioadei ciclului a unui canal de reglare se adaugă două şiruri de comutatoare

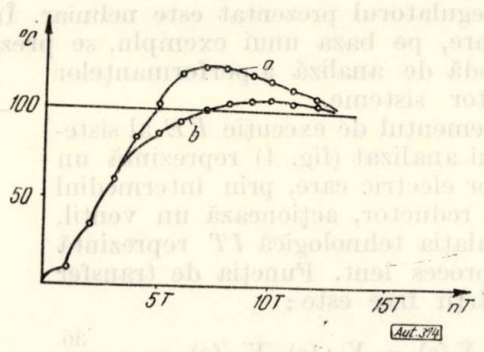


Fig. 7

pentru fiecare canal. Un şir de comutatoare, conectat la un element ŞI, sesizează eroarea negativă (−50 %), iar al doilea, eroarea pozitivă (+ 50 %). Metoda de comparare prin decodificare este singura metodă care permite sesizarea modulului erorii fără elemente speciale

în plus. Semnalele obţinute de la cele două elemente ŞI servesc pentru blocarea comenzii motorului pe un număr de tacte de măsură. Pentru realizarea operaţiei de blocare se folosesc elemente logice şi memorii [5].

În concluzie, regulatorul numeric proporţional pentru mai multe canale are o construcţie economică şi o metodă simplă pentru varierea mărimii de referinţă şi a parametrului de acordare. Foarte important este şi faptul că se poate face simultan şi controlul funcţionării regulatorului folosind în plus un şir de comutatoare pentru verificarea numărătorului. Aceasta duce la creşterea siguranţei în funcţionare şi la o semnalizare a defecţiunilor intervenite.

BIBLIOGRAFIE

[1] Krug, E. K. *Ţifrovie regulatorî.* Moscova, ed. Energia, 1965.

[2] Călin, S. *Regulatoare automate. Calculul şi construcţia.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[3] Bolotin, N. *Nul-organ so znako-peremennoi obratnoi sviaziu.* În : Priborî i sistemî upravleniia, nr. 1, 1967.

[4] Călin, S. ,Nitu, C. *Regulatorul numeric proporţional RN—1.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1968.

[5] *Lucrările sesiunii de comunicări IPA — IDT — MICM,* 1967.

[6] Kuo, B. C. *Sisteme automate cu eşantionare.* Analiza şi sinteza. Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[7] Nitu, C. *Metodă pentru îmbunătăţirea performanţelor sistemelor automate cu regulatoare numerice.* În : Bul. Inst. pol. Bucureşti, nr. 6, 1967.

Ing. C. NEGOIŢĂ

Asupra utilizării factorilor de asociere în sistemele automate de regăsire a informaţiilor

Conţinutul unui document poate fi reprezentat printr-un număr de identificatori, în continuare numiţi descriptori.

Prin proces de regăsire a informaţiilor vom înţelege identificarea într-o colecţie a acelor documente la care este fixată, printre altele, exact acea combinaţie de descriptori care constituie cererea de identificare sau întrebarea.

Astfel, regăsirea se realizează comparînd descriptorii întrebării cu mulţimea descriptorilor care reprezintă documentele.

Pentru ilustrarea relaţiei document-descriptor vom folosi o reprezentare matricială.

Fie $d = (d_1, d_2, \ldots\ldots, d_n)$ o mulţime de documente şi $D = (D_1, D_2, \ldots, D_n)$ o mulţime de descriptori.

Un document d_i poate avea sau poate să nu aibă un descriptor $D_k \in D$.

Pentru a descrie acest fapt vom considera o matrice cu n rînduri şi m coloane :

$$M = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \ldots\ldots\ldots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \ldots\ldots\ldots & a_{2m} \\ \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots \\ a_{n1} & a_{n2} & \ldots\ldots\ldots & a_{nm} \end{bmatrix}$$

unde $a_{ik} = \begin{cases} 0 \text{ dacă documentul } a_i \text{ nu are descriptorul } d_k \\ 1 \text{ dacă documentul } a_i \text{ are descriptorul } d_k. \end{cases}$

Fie o întrebare (cerere de căutare) definită de vectorul C :

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix}$$

unde $c_k = \begin{cases} 0 \text{ dacă întrebarea nu are descriptorul } d_k \\ 1 \text{ dacă întrebarea are descriptorul } d_k. \end{cases}$

O metodă simplă de regăsire o constituie compararea fiecărui document d_i cu întrebarea C, adică înmulţirea matricei M cu vectorul C.

Metoda este aplicabilă practic numai dacă cererea este formulată cu descriptorii care formează arhiva sistemului ; sistemul are un dicţionar de sinonime şi cererea este formulată ca o combinaţie booleană cu suficienţi operatori SAU.

O perfecţionare a metodei o constituie extinderea mulţimii descriptorilor întrebării C, sistemul adăugînd automat descriptori „similari". Această extindere este posibilă utilizînd tehnici asociative, statistice, cu care se calculează similaritatea.

Considerăm un spaţiu liniar al vectorului a_i :

$$a_i = \begin{bmatrix} a_{1i} \\ a_{2i} \\ a_{3i} \\ \vdots \\ a_{ni} \end{bmatrix}$$

În acest spaţiu definim distanţa :

$$d(a_i, a_j) = s_{ij},$$

mai departe numită factor de asociere.

Se obţine astfel o matrice S a factorilor de asociere :

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \ldots\ldots\ldots & s_{1m} \\ s_{21} & s_{22} & \ldots\ldots\ldots & s_{2m} \\ \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots \\ \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots & \ldots\ldots \\ s_{n1} & s_{n2} & \ldots\ldots\ldots & s_{nm} \end{bmatrix}$$

Folosind această matrice, fiecărui descriptor D_i i se poate calcula o „valoare" :

$$\delta_i = \sum_{j=1}^{n} s_{ij}.$$

În felul acesta valoarea unui document devine :

$$A_k = \sum_{i=1}^{m} \delta_i,$$

$$\text{unde } \delta = \begin{cases} 0 \text{ pentru } a_{ki} = 0 \\ \delta_i \text{ pentru } a_{ki} = 1. \end{cases}$$

Sarcina unui sistem de regăsire a informaţiilor este să calculeze valorile, să ordoneze documentele după valoarea calculată şi să prezinte la ieşire o listă cu documentele a căror valoare depăşeşte un prag stabilit.

La baza oricărei tehnici asociative stă relaţia de definiţie a factorului de asociere. Pînă acum în literatură au fost anunţaţi factori de două tipuri. Primul tip se bazează pe coeficientul de corelaţie a doi vectori aleatori, definit de statistica matematică. Al doilea tip se bazează pe cosinusul unghiului dintre doi vectori definit de algebra liniară.

Aceste două măsuri ale similarităţii sînt „necontradictorii" în sensul lui LeSchack.

Becker şi Hayes au demonstrat că, în ultimă instanţă, primul tip se poate reduce la al doilea.

În cele ce urmează prin factor de asociere se va înţelege numai factorul de tip cosinus.

În spaţiul euclidian produsul scalar a doi vectori a şi b este un număr real cu expresia :

$$(a,b) = \|a\| \cdot \|b\| \cos \varphi,$$

unde : φ este unghiul celor doi vectori ;

a — lungimea (norma) vectorului a ;

$$\cos \varphi = \frac{(a,b)}{\|a\| \cdot \|b\|} = \frac{\sum_{k=1}^{n} a_k b_k}{\left[\sum_{k=1}^{n} a_k^2 \cdot \sum_{k=1}^{n} b_k^2\right]^{1/2}}.$$

În cazul vectorilor binari, folosind cosinusul unghiului dintre doi vectori ca măsură a similarităţii, factorul de asociere capătă expresia :

$$s_{ab} = \frac{n_{ab}}{\sqrt{n_a \cdot n_b}},$$

unde : n_{ab} este numărul de unităţi simultan în ambii vectori ;

n_a — numărul de unităţi în vectorul a ;

n_b — numărul de unităţi în vectorul b.

Cu această măsură se poate evalua simplu similaritatea dintre două coloane ale matricei M.

În acelaşi mod se poate defini un factor de asociere de ordinul 2 pentru a evalua statistic relaţiile semantice dintre descriptori.

Fie $D = (D_1, D_2, \ldots\ldots, D_n)$ mulţimea descriptorilor şi vectorul P_j :

$$P_j = \begin{bmatrix} p_{1j} \\ p_{2j} \\ \vdots \\ p_{nj} \end{bmatrix}$$

unde p_{ij} este probabilitatea ca descriptorul D_i să apară în acelaşi document cu descriptorul D_j.

$$p_j = \frac{n_{ij}}{n_j} = \frac{\text{numărul documentelor care conţin } D_i \text{ şi } D_j}{\text{numărul documentelor care conţin } D_j}$$

Fie vectorul P_{ik} obţinut din vectorul P_j prin eliminarea componentelor j şi k.

Factorul de asociere poate fi considerat ca o măsură a similarităţii vectorilor P_{jk} şi P_{kj} folosind unghiul format de aceşti vectori :

$$s_{jk} = \frac{P_{jk} \cdot P_{kj}}{\|P_{jk}\| \cdot \|P_{kj}\|} = \frac{\sum_{i=1}^{n} p_{ij} \cdot p_{ik}}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n} p_{ij}^2 \cdot \sum_{i=1}^{n} p_{ik}^2}}.$$

Se presupune că similiaritatea vectorilor P_{jk} şi P_{kj} înseamnă similaritatea vectorilor D_j şi D_k.

Acest factor poate fi corectat ţinînd seamă de semnificaţia unei componente P_{ij} în sensul lui Lustig.

Utilizarea factorilor de asociere permite o desfăşurare mai elastică a procesului de regăsire fără să mai fie nevoie de o formulare specială a cererii de căutare.

Construcţia matricei S pretinde însă un mare volum de calcule, mai ales cînd se urmăresc relaţii semantice între descriptori. Calculatoarele din generaţia a doua şi a treia, dotate cu echipamente periferice de mare capacitate, permit acum ca regăsirea să se facă în timpi acceptabili.

Se pare însă că modelele statistice de asociere, susceptibile la interpretare semantică, bazate numai pe datele legate de frecvenţa de apariţie a cuvintelor, au atins limita capacităţiilor.

Modele statistice mai puternice, care să includă şi alte valori lingvistice în afară de frecvenţă, nu pot fi construite prea repede din două motive : în primul rînd, nu este clar cum se pot cuantifica parametrii limbajului ; în al doilea rînd, adăugarea acestor parametri implică corpuri de texte din ce în ce mai mari pentru a furniza datele statistice necesare unor criterii sigure de decizie. Împreună, aceste condiţii pun probleme de calcul destul de dificile.

Nu este nici un dubiu că acesta este motivul pentru care acum se observă orientarea experimentărilor spre aplicarea metodelor de clasificare, care permit ca procesul de regăsire să se efectueze în depozite de volum redus.

BIBLIOGRAFIE

[1] Becker, J., Hayes, R. M. *Introduction to information storage and retrieval : tools, elements, theories.* New York, Wiley, 1963.

[2] LeSchack, R. *A note on measures of similiarity. Information storage and retrieval.* The computation laboratory of Harvard University. Scientific report no ISR-7 to the National Science Foundation. Cambridge, Massachusetts, iun 1964.

[3] Lusting, G. *A new class of association factors.* Paper presented at the FID/IFIP conference on mechanized information, storage, retrieval, and dissemination. Roma, iun 1967.

[4] Negoiţă, C. *Consideraţii teoretice asupra sistemelor de regăsire a informaţiei.* În : Studii şi cercetări de documentare, nr. 1, 1968.

[5] Stiles, H. E. *The association factor in information retrieval.* În : Journal of the ACM, april 1961.

NOTĂ

Ing. I. PAPADACHE

INTRODUCEREA CALCULATOARELOR ÎN AUTOMATIZAREA PROCESELOR CHIMICE

Problemele legate de introducerea conducerii proceselor cu ajutorul calculatoarelor sînt în mare parte comune tuturor industriilor. Ele sînt însă mai bine cunoscute în industria chimică din cauza numărului mai mare de asemenea instalaţii în funcţiune — aproximativ 40% din totalul calculatoarelor se găsesc în industria chimică şi petrochimică — cît şi ca urmare a faptului că introducerea calculatoarelor în chimie s-a început mai devreme decît în alte domenii industriale. În cele ce urmează se vor arăta unele din concluziile care s-au degajat de pe urma acestei întrebuinţări.

Sistemele de automatizare convenţionale sînt fie de tipul fundamental, fie cu o structură mai complexă, şi anume în cascadă, de urmărire sau de previziune. În general însă configuraţia lor este stabilită în faza de proiectare şi valoarea celor trei parametrii ai regulatoarelor (V_R — factorul de amplificare, T_i – timpul integral şi T_d — timpul diferenţial) este stabilită prin experimentări în instalaţie. Principala limitare a acestei concepţii de automatizare derivă din faptul că dinamica procesului este dificil să fie stabilită în stadiul de proiectare şi, chiar după instalarea sistemului de automatizare, el nu uşurează în mod substanţial obţinerea acestei informaţii. Se poate întîmpla ca după cunoaşterea dinamicii procesului să fie necesară o modificare a structurii automatizării convenţionale proiectate, ceea ce este dificil de obţinut şi necesită oricum cheltuieli suplimentare.

Un progres s-a obţinut prin introducerea calculatoarelor care pot influenţa desfăşurarea procesului în două feluri :

1) prin modificarea mărimilor de referinţă din buclele de reglare convenţionale existente ;

2) prin conducerea directă a procesului, adică prin comanda elementelor de execuţie. Această metodă este actualmente cunoscută sub denumirea D. D. C. — Direct Digital Control.

În cele ce urmează ne vom referi în special la această a doua metodă care în ultimii doi ani a fost aplicată extensiv.

Avantajele metodei D. D. C., din punct de vedere tehnic sînt următoarele :

— o mare flexibilitate, pentru că sînt posibile schimbări radicale în concepţia de automatizare, prin modificări în programul calculatorului, fără a fi necesară de cele mai multe ori adăugarea unui echipament suplimentar ;

— creşterea preciziei reglării, ceea ce poate fi important în unele aplicaţii ;

— flexibilitate în ce priveşte legea de reglare, adică putîndu-se adopta şi relaţii mai complexe decît PID ;

— se poate introduce un criteriu de optimizare complex, incluzînd de exemplu întreaga instalaţie ;

— funcţii suplimentare care sînt legate de calcule, înregistrări, alarme, pot fi prevăzute cu creşteri de preţ reduse.

Un aspect, în aparenţă în detrimentul acestei concepţii este acela al siguranţei în funcţionare care condiţionează sistemul D. D. C. Aceasta înseamnă că numai un echipament avînd o mare siguranţă în funcţionare, o detectare uşoară a defectelor şi o posibilitate rapidă de ridicare a lor poate fi întrebuinţat cu o asemenea concepţie de automatizare.

Observaţiile care s-au făcut într-o instalaţie recentă, cuprinzînd 45 de bucle PID, 51 de bucle PI, 8 cascade, 14 bucle cu funcţionare discontinuă, au arătat următoarele :

— conducerea prin calculator a fost de 99,8%, cu o durată medie între defecte semnificative de 1 000 ore ;

— timpul între două calcule succesive ale legii de reglare pentru o buclă este de fapt echivalent cu un timp mort în sistem şi deci trebuie să fie scurt în comparaţie cu constantele de timp ale procesului. Un calculator avînd o viteză pentru adunări de exemplu de 75 μs poate conduce 100 de bucle cu o perioadă de testare de 1 s şi mult mai multe dacă această perioadă este mai mare, rămînînd aproximativ 50% din timp disponibil pentru optimizare, înregistrare, alarmă ;

— pentru că informaţiile sosesc la calculator de la traductori cu o precizie mai mică de 0,1% (adică 10 bits), sînt necesare calculatoare cu cuvinte scurte, şi anume minimum 12 bits şi maximum 24 bits ;

— pentru cazurile uzuale o memorie internă rapidă de aproximativ 4 000 de cuvinte s-a dovedit suficientă, la care se adaugă necesitatea unei memorii externe deseori de o mare capacitate.

Calculatorul cuplat cu un proces chimic are acces la toţi parametrii măsuraţi nu numai pentru a îmbunătăţi sistemul de reglare, ci şi pentru cercetări asupra desfăşurării procesului, calculare de date necesare conducerii, mărimi de ieşire, eficienţă, controlul stocurilor etc.

În ce priveşte sistemul de reglare trebuie observat că, în cazul sistemelor analogice, legea PID este :

$$C = V_R\left(a + \frac{1}{T_i}\int a\,dt + T_d\,\frac{da}{dt}\right),$$

cu notaţiile uzuale. Pentru că calculatorul face calculele la intervale de timp, ecuaţia de formă continuă de mai sus se

înlocuieşte printr-o formă discretă. Mărimea de intrare este testată la intervale de timp τ şi, notînd cu indice n valorile la intervale de timp $n\tau$, ecuaţia de mai sus devine :

$$C_n = V_R\left[a_n + \frac{\tau}{T_i}\sum_{r=0}^{\infty} a_{n-r} + \frac{T_d}{\tau}\,(a_n - a_{n-1})\right].$$

Întrebuinţarea unei asemenea relaţii prezintă şi unele dificultăţi în ce priveşte precizia, ca urmare a faptului că T_i şi T_d pot fi mari în comparaţie cu τ şi deci cele două constante din formulă $\frac{\tau}{T_i}$ şi $\frac{T_d}{\tau}$ pot fi una foarte mică şi una foarte mare. În aceste condiţii, integrarea unei abateri, mică dar persistentă, necesită o precizie mare care ar putea depăşi precizia de bază a calculatorului. În cazul termenului derivativ apare o problemă inversă complicată prin necesitatea cuantificării lui a pentru a fi utilizată de calculator. Este de aşteptat ca a_n şi a_{n-1} să fie valori apropiate, aşa încît $a_n - a_{n-1}$ să fie mică. Această diferenţă poate să se modifice în salturi care, chiar dacă sînt relativ mari, vor fi mici în comparaţie cu a. Din cauza valorii mari a lui $\frac{T_d}{\tau}$ rezultă o situaţie analogă cu amplificarea unui zgomot într-un element analog de diferenţiere. Există însă posibilitatea să se facă în calculator operaţie de medie.

În asemenea instalaţie calculatorul mai face şi înmagazinări de informaţii, avînd cel puţin scopurile următoare :

— a pune la dispoziţia conducerii unităţii industriale informaţii cu privire la performanţele procesului ;

— a determina dinamica diferitelor părţi din proces pentru a îmbunătăţi metodele de automatizare ;

— a localiza defecţiunile de funcţionare din instalaţie sau funcţionările necorespunzătoare.

Întrebuinţarea unui calculator în acest scop este o soluţie superioară aceleia realizate cu un data logger pentru că în primul caz se pot utiliza informaţiile înmagazinate pentru a se face calcule cu ele şi a fi deci prezentate într-o formă mai folositoare.

Desigur că o importanţă deosebită o are posibilitatea de a optimiza desfăşurarea procesului. În rezumat se înţelege prin aceasta modificarea parametrilor instalaţiei, inclusiv deci a sistemului de automatizare, care sînt introduşi în calculator pentru a face maxim sau minim un anumit criteriu de performanţă. Un asemenea criteriu se referă la costul materiei prime întrebuinţate, la energia exterioară consumată, corelate cu modificările în producţie. De obicei o asemenea optimizare se realizează prin una din metodele următoare :

— prin încercări succesive, modificîndu-se condiţiile de funcţionare, calculîndu-se rezultatele în ce priveşte criteriul fixat şi, pe această bază, hotărîndu-se pasul următor. Această metodă este lentă, dar nu necesită o cunoaştere amănunţită prealabilă a dinamicii procesului ;

— prin stabilirea modelului matematic în care modificările în funcţionare pentru realizarea optimului se fac rapid pe baza unui ansamblu de relaţii care caracterizează procesul respectiv şi care sînt înmagazinate în calculator. Stabilirea şi ţinerea la zi a unui asemenea model constituie o problemă dificilă şi necesită deseori o cantitate mare de experimentări şi calcule.

În sfîrşit, calculatorul permite stabilirea unei alarmări pentru cazurile în care funcţionarea instalaţiei depăşeşte anumite limite fixate.

O atenţie deosebită trebuie dată studierii diferitelor aspecte ale introducerii calculatoareler pentru conducerea proceselor. Studiul iniţial constituie o etapă dificilă, mai ales pentru că acesta cuprinde în principal justificarea economică a conducerii prin calculator. Aceasta implică o examinare amănunţită a datelor din instalaţiile existente pentru a se stabili sursele de beneficii suplimentare şi valoarea lor. Estimarea costului investiţiei este o sarcină relativ mai uşoară. Durata unui asemenea studiu iniţial depinde de informaţiile disponibile şi de cerinţele legate de justificarea economică. În unele cazuri au fost necesare 6 luni, dar au fost cazuri în care această durată a ajuns la 18 — 24 luni.

Datorită varietăţii mari de calculatoare şi de echipament anex standardizate, se poate admite că livrarea unei asemenea instalaţii nu depăşeşte 9 — 12 luni de la definitivarea comenzii. În acest interval se poate realiza şi programarea de bază a automatizării, care urmează să se extindă şi să se perfecţioneze după punerea în funcţionare a instalaţiei. În sfîrşit trebuie luat în considerare un interval de 3 — 6 luni pentru introducerea principalelor sarcini ale calculatorului, considerîndu-se că toată instalaţia este bine concepută şi deci nu vor fi necesare cercetări pe parcurs.

ACTUALITĂŢI

MĂSURARE, REGLARE ŞI CONDUCERE OPERATIVĂ CU AJUTORUL CALCULATOARELOR

Într-o expunere de sinteză făcută de D. Nutting, preşedintele Institutului de măsură şi reglare din Anglia [1], o parte este consacrată introducerii calculatoarelor în conducerea proceselor tehnologice. În cele ce urmează vom reproduce unele din opiniile exprimate în această expunere.

Viteza cu care se pot lua decizii pentru a se stabili o funcţionare optimală are importante efecte economice, inclusiv reduceri de consumuri specifice. Exemplele semnificative de acest tip sînt date de introducerea calculatoarelor în operaţiile de laminare cu rezultate economice spectaculoase, precum şi în asamblările multiple care se întîlnesc în fabricile de motoare. În aceste cazuri, întrebuinţarea calculatorului constituie un ansamblu de conducere directă a procesului şi de gestiune. Din punct de vedere al gestiunii se obţine economie de timp şi se reduc penalităţile pentru nelivrarea la timp a comenzilor. Cu toate că efectele economice sînt importante, tehnica aplicată în practică pentru conducerea procesului este destul de simplă.

În ce priveşte conducerea proceselor de tip continuu, introducerea calculatoarelor s-a făcut pe una din concepţiile următoare :

— colectare de date pentru a supraveghea mersul corect al producţiei ;

— conducerea directă a procesului (D. D. C.) ;

— se adaugă la felul de reglare precedent şi nivelele superioare de conducere, precum optimizări şi conducere eficientă generală.

Abordarea teoretică a întrebuinţării calculatoarelor a dus la opinii foarte entuziaste în ce priveşte optimizarea proceselor şi deci a rezultatelor economice ce s-ar putea obţine. În practică, această întrebuinţare a calculatoarelor a fost însă în unele cazuri mai puţin atractivă din cauză că optimizarea se referă în primul rînd la regimul staţionar şi posibilităţile de modificare ale acestui regim sînt deseori limitate.

Abordarea practică a optimizării începe prin examinarea următoarelor aspecte :

— care este frecvenţa intervenţiilor pentru optimizare şi dacă se pot stabili unele reguli pentru determinarea metodelor de intervenţie ;

— dacă este posibilă stabilirea de modele matematice precise în timp util. Poate că modelele mai puţin precise, stabilite empiric, constituie o soluţie satisfăcătoare şi cu mult mai bună decît ce se poate obţine prin conducerea umană.

Această din urmă atitudine în ce priveşte modelul matematic are ca rezultat cerinţe mai reduse pentru înmagazinările de informaţii, o programare mai simplă şi — ceea ce este deosebit de important — un timp mai scurt pentru a concepe, încerca şi perfecţiona modelul. Pe de altă parte trebuie examinat dacă, în loc de a face studii îndelungate de luni sau ani pentru a stabili un model matematic, nu este mai rapidă introducerea unui sistem adaptiv. În ce priveşte sistemul D. D. C., deşi a fost experimentat în nume-

roase industrii importante, totuşi întrebuinţarea lui este într-o fază de început.

Înainte de a se instala un calculator este necesară însă o studiere amănunţită a procesului industrial pentru a se stabili ce îmbunătăţiri sînt posibile şi care este cel mai eficient mod de a le realiza. Pentru aceasta, echipa care studiază introducerea calculatoarelor nu trebuie să aibă o opinie apriori asupra avantajelor unei asemenea dotări, ci trebuie să ajungă la concluzii pentru fiecare caz în parte. În unele cazuri, aceste avantaje pot fi obţinute printr-o cunoaştere mai precisă a procesului şi prin utilizarea posibilităţilor automatizării convenţionale, fără a fi necesară adăugarea unui calculator [2]. Studii de felul acesta au arătat că în chimie, petrol şi energetică concepţii de optimizare mai complexe nu dau rezultate satisfăcătoare decît dacă ele includ şi optimizarea gestiunii şi conducerii [3]. Toate acestea pun în evidenţă amploarea studiilor necesare pentru a se justifica investiţiile importante legate de introducerea calculatoarelor în conducerea proceselor tehnologice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Nutting, D. *Measurement, control and management* În : Measurement and control, nr. 6, 1968.

[2] Jenkins, G. M. *Control as part of a wider systems philosophy.* In : Measurement and control, nr. 6, 1968.

[3] Taylor, A., Youle, P. *The optimisation of a large petrochemical complex (preprint).* Annual meeting of the petroleum chemicals division of the American Chemical Society, sept 1968.

Cursuri de specializare pentru inginerii automatişti

În afară de cursurile de specializare organizate de fabricile şi institutele care întrebuinţează pe inginerii respectivi şi care se desfăşoară în timpul orelor de producţie, pe o durată de 40—120 ore anual [1], în ultimii ani se organizează asemenea cursuri în timpul vacanţei de vară în cadrul diferitelor universităţi din S. U. A.

În cele ce urmează se face o enumerare a unora din aceste cursuri pentru vara anului 1968, aşa cum rezultă dintr-o statistică publicată recent [2]. Aceste cursuri durează 1—2 săptămîni şi au un program orientat spre aplicaţii profesionale. Expunerile sînt făcute de specialişti bine cunoscuţi în domeniile respective, atît din cadrul învăţămîntului superior, cît şi din marile organizaţii industriale. Cursurile sînt plătite de participanţii care le frecventează în timpul concediilor respective. Costul frecventării pentru cursurile de 12 zile este de aproximativ 375 dolari.

Este interesant de examinat conţinutul lor, pentru că aceasta dă o idee de ansamblu preţioasă asupra direcţiilor din automatică în care inginerii consideră indicat să-şi completeze cunoştinţele în vederea valorificării lor profesionale.

Cursurile cu caracter teoretic se referă la următoarele subiecte :

— optimizarea sistemelor automate stocastice;
— sisteme adaptive şi autoinstruibile;
— automate finite şi sisteme logice;
— sisteme automate moderne;
— sisteme de telemecanică.

Cursurile care se referă la elementele componente ale sistemelor automate şi la modelări sînt :

— elemente pentru măsurat eforturi;
— elemente electrohidraulice şi electropneumatice;
— teoria modernă a sistemelor automate : componente aplicaţii;
— modelarea matematică a sistemelor automate;
— elemente pneumatice şi hidraulice moderne.

Aplicaţiile automaticii şi disciplinelor anexe sînt expuse în cursurile următoare, în care predomină automatizările spaţiale :

— ghidarea şi automatizarea rachetelor;
— helicoptere şi vehicule spaţiale;
— navigaţia interplanetară;
— automatizarea în aviaţie;
— conducerea maşinilor-unelte;
— automatizări în tratarea apelor;
— sisteme de reglare numerice;
— automatizări climatice.

Întrebuinţarea calculatoarelor pentru proiectare, conducerea directă a proceselor tehnologice şi a gestiunii întreprinderilor fac obiectul a celor mai numeroase cursuri, din care menţionăm :

— sisteme de automatizare avînd calculatoare on-line;
— tehnica calculului pentru conducerea marilor sisteme;
— aplicaţiile calculatoarelor în analiza sistemelor energetice;
— aplicaţiile sistemelor automate numerice;
— calculatoare hibride;
— calculatoare lucrînd în time-sharing;
— identificarea proceselor cu ajutorul calculatoarelor.

Considerăm că ar fi indicat să se iniţieze asemenea cursuri şi pentru inginerii din Republica Socialistă România şi sugerăm organizarea de către revistă a unor discuţii în această privinţă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Servan Schreiber, I. *Le défi américan.*
[2] *Short summer courses in control.* In : Control engineering, apr 1968.

Colaborarea dintre institutele de învăţămînt şi industrie în automatică

Această problemă a fost, la finele anului 1967, în Anglia obiectul a numeroase discuţii organizate de Comitetul pentru cercetări ştiinţifice şi de Comitetul pentru automatică sub forma unor mese rotunde. Cu această ocazie s-au făcut numeroase propuneri şi comentarii de participanţi, completate ulterior de alţi specialişti din industrie, organizaţii de cercetare şi din institutele de învăţămînt superior.

Un rezumat al principalelor aspecte abordate a fost prezentat într-un articol [1] care are o importanţă deosebită şi în cazul nostru, avînd în vedere atît organizarea cercetării în automatică de către Consiliul naţional al cercetării ştiinţifice, cît şi reforma în curs de aplicare a învăţămîntului superior tehnic. În cele ce urmează vom expune unele din concluziile acestor discuţii.

Din diferite surse s-a făcut propunerea ca cercetarea în învăţămîntul superior să fie făcută în strînsă colaborare cu industria. S-a constatat că din numeroase cercetări făcute în instituţii în trecutul apropiat, puţine au avut aplicaţii. În schimb, numeroase probleme care au apărut, precum aplicarea calculatoarelor pentru conducerea directă a proceselor tehnologice, nu au fost studiate suficient. Scopul colaborării propuse este dublu, şi anume pe de o parte de a încerca în practică orice concepţie nouă care a fost elaborată de cercetători şi, pe de altă parte, de a stabili pe baza experienţei din industrie acele probleme pentru care o soluţionare teoretică ar prezenta o eficienţă practică deosebită.

Un alt aspect discutat s-a referit la colaborarea cadrelor de cercetare din învăţămînt cu industria prin detaşarea temporară sau programată a acestora pentru a lucra în probleme specifice industriei. S-a degajat impresia că actualmente prea puţini cercetători sînt angajaţi în industrie şi că în institutele de învăţămînt superior cercetătorii sînt împinşi în mod excesiv să lucreze în direcţii pur teoretice.

Un alt aspect în care se consideră important aportul cercetării în învăţămînt este legat de aşa-numitul „software", care cuprinde: dezvoltarea de noi algoritme pentru automatizare, studiul ierarhiei în automatizările cuprinzînd calculatoare, limbaje de programe etc. O asemenea activi-

tate de cercetare ar putea avea un efect considerabil în industrie dacă rezultatele respective sînt date într-o formă uşor de aplicat în practică.

S-a constatat că în numeroase domenii: chimie, petrochimie, petrol, metalurgie, au fost preocupări legate de automatizare în învăţămîntul superior. Totuşi în alte domenii, automatizări în trafic, în depozitare, în probleme de conducere şi în aspectele economice, cercetările au fost reduse, deşi avantajele care se pot obţine pot fi substanţiale.

Ş-a constatat că lipsa de traductoare adecvate împiedică uneori realizarea automatizărilor atunci cînd în special trebuie măsurată în flux continuu calitatea unui produs, sau cu mărime de ieşire numerică. În această direcţie s-a considerat indicată cercetarea în institutele de învăţămînt, pînă în faza în care se stabileşte posibilitatea de realizare, de asemenea traductoare, urmînd ca fazele ulterioare de realizare să fie făcute în institute speciale sau în fabrici producătoare.

Introducerea calculatoarelor în conducerea directă a proceselor industriale necesită stabilirea de metode practice pentru concretizarea modelului matematic respectiv. Aceste metode pot fi studiate şi elaborate în cadrul cercetării din instituţiile de învăţămînt. Problema care se pune este ca să se reducă modelele matematice complexe la modele mai simple, fără a afecta utilitatea întrebuinţării lor în automatizare.

Discuţiile au mai stabilit şi necesitatea următoarelor cercetări teoretice şi aplicative, a căror eficacitate este asigurată prin colaborarea dintre învăţămînt şi industrie:

— concepţia controlului optimal bazat pe metode de investigaţie simple;

— criterii de optimizare care să reflecte satisfăcător condiţiile industriale;

— efectul zgomotelor în legătură cu calitatea măsurărilor;

— metode pentru delimitarea, în cazul marilor sisteme, a unor subsisteme pentru ca automatizarea ansamblelor să poată fi abordată mai uşor;

— studii de ergonomie în automtică.

În încheiere facem sugestia ca să fie organizate şi în ţara noastră discuţii asupra acestei probleme între cei interesaţi şi concluziile lor să constituie o documentaţie pentru desfăşurarea ulterioară activităţii de cercetare din învăţămîntul superior.

BIBLIOGRAFIE

[1] Rosenbrock, H. H. *University and industrial relationships.* In: Instrument practice, febr 1968.

I. Papadache

RECENZII

N. Racoveanu. **Calculatoarele electronice şi programare.** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1968, 296 p., 28 ref. bibl.

Lucrarea — constituită din trei părţi — reprezintă cursul pe care autorul l-a predat la Institutul de petrol, gaze şi geologie, la Institutul politehnic Bucureşti şi la Academia de studii economice.

Partea întîi este o introducere matematică şi începe cu un capitol rezervat analizei numerice. Tot aici se prezintă unele noţiuni de bază privind sistemele de numerare, codurile numerice şi modul de reprezentare a numerelor în calculator. De asemenea, se tratează probleme de logică matematică. În mod amănunţit se studiază funcţiile de două variabile binare, după care se trece la sinteza schemelor logice, combinaţionale şi secvenţiale.

Partea a doua a lucrării se ocupă de calculatoarele analogice şi începe prin prezentarea modelelor electrice ale sistemelor dinamice. Se continuă cu modelarea prin medii continue a ecuaţiei lui Laplace, trecîndu-se apoi la reţele electrice utilizate ca modele pentru ecuaţii cu derivate parţiale. Se studiază, printre altele, aplicarea metodei reţelelor RC la studiul curgerii fluidelor prin medii poroase — problemă de care autorul s-a ocupat în mod special.

Într-un capitol aparte se tratează probleme ale elementelor utilizate în calculatoarele analogice funcţionale.

Într-un alt capitol se prezintă aplicaţia calculatoarelor analogice. Se arată astfel cum se integrează ecuaţiile diferenţiale ordinare, liniare şi neliniare, cum se pot integra ecuaţiile cu derivate parţiale: ecuaţia difuziei, ecuaţia undelor, vibraţia unei grinzi.

Se prezintă amănunţit metode de rezolvare a sistemelor de ecuaţii algebrice liniare şi de efectuare a analizei armonice. Se arată, de asemenea, metode de verificare a soluţiilor şi de determinare a erorilor.

Partea a treia tratează calculatoarele numerice.

Se începe cu scheme logice, adică cu scheme care realizează operatorii logici fundamentali ŞI, SAU, NU, NICI. Se arată cum astfel de circuite pot fi realizate cu transistoare, transfluxoare, criotroane.

După aceasta se studiază registrele, decodificatoarele şi numărătoarele, ca şi echipamentul de intrare-ieşire. Se prezintă memoriile cu miezuri magnetice, cu feroelectrici, cu tuburi catodice, cu linii de întîrziere, cu înregistrare magnetică. Se studiază amănunţit dispozitivele aritmetice: sumatorul, scăzătorul, multiplicatorul, divizorul. Se prezintă de asemenea, sistemul de comandă.

Capitolul se încheie cu prezentarea tendinţelor care există în concepţia şi construcţia calculatoarelor numerice.

Ultimul capitol al lucrării este dedicat programării. Autorul prezintă noţiuni de programare în legătură cu un calculator ipotetic denumit DIDAC—1.

În acelaşi capitol se prezintă noţiuni de FORTRAN, ALGOL, COBOL, dîndu-se şi unele exemple de programe.

Lucrarea „Calculatoare electronice şi programare" este redactată cu deosebită claritate. Din punct de vedere metodologic, faptul că încă de la început cititorul este introdus în problemele analizei numerice este deosebit de util, deoarece astfel se poate înţelege mai bine modul în care calculatoarele — analogice şi digitale — pot rezolva diversele probleme care se pun.

Aceasta face ca lucrarea de faţă să fie utilă celor care doresc să se iniţieze în problematica programării calculatoarelor, cît şi celor care doresc să aibă la dispoziţie o lucrare de referinţă în care să fie expuse sintetic principiile calculatoarelor, ale analizei numerice şi ale programării calculatoarelor.

Edmond Nicolau

W. Megede. **Introducere în tehnica reglării automate.** Ed. Gruyter, 1968, 263 p., 41 ref. bibl.

Lucrarea de faţă, aflată la a 3-a ediţie, prezintă problemele de bază ale tehnicii reglării, într-o formă concisă, accesibilă unui cerc larg de specialişti cu pregătire medie şi superioară care îşi defăşoară activitatea în domeniul automaticii.

Problemele privind tehnica reglării automate sînt expuse în 23 de capitole.

După o scurtă introducere şi un capitol în care se defineşte „ce este reglarea", se prezintă (cap. 2—3) elementele sistemelor automate şi caracteristicile lor principale.

În capitolele 4—8 se prezintă sistemele automate liniare funcţionînd cu diverse tipuri de regulatoare (P, PI etc.) însoţite de exemple sugestive, dîndu-se totodată şi ecuaţiile principale ale acestora.

Se prezintă apoi succesiv principiul realizării reacţiilor principale, sistemele cu timp mort, noţiuni privind stabilitatea sistemelor automate, regulatoare continue şi discontinue (hidraulice, pneumatice şi electrice).

În capitolele 15—16 se prezintă metodele de analiză a sistemelor automate liniare cu ajutorul caracteristicilor de frecvenţă şi metodele uzuale de acordare optimă a regulatoarelor.

În capitolul 17 se expun unele consideraţii privind precizia reglării.

Următoarele cinci capitole sînt date ca anexe şi cuprind metodele de calcul ale sistemelor automate liniare în domeniul complex.

În concluzie, apreciem că autorul a reuşit în mod original să redea, într-un volum redus, principalele probleme ale teoriei şi tehnicii reglării automate şi că aceasta poate servi ca îndrumar pentru specialiştii care lucrează în acest domeniu

S. Florea

A. V. Solodov. **Teoria informaţiei şi aplicarea ei la problemele de comandă şi control automat.** Moscova, ed. Nauka, 1967, 432 p., 175 fig., 40 ref. bibl.

Dezvoltarea sistemelor automate complexe, cuprinzînd şi dispozitive de calcul, utilizarea largă a canalelor de telecomunicaţii în automatică şi telemecanică au creat necesitatea cercetării şi proiectării sistemelor de comandă şi control automat la care să se ţină seamă de fluxurile informaţionale care circulă în sistem şi sînt utilizate pentru comandă.

Lucrarea îşi propune să prezinte aceste probleme celor care lucrează în domeniul reglajului automat, fără a fi specialişti în telecomunicaţii.

Primul capitol este consacrat lămuririi noţiunilor de semnal şi a modurilor sale de reprezentare, precum şi prezentării principalelor caracteristici ale semnalelor privite din punctul de vedere al aprecierii informaţionale a sistemelor de comandă şi control automat. În acest capitol sînt tratate problemele de cuantificare în timp şi nivel, caracteristicile semnalelor probabilistice, reprezentarea geometrică a semnalelor şi măsura cantităţii de informaţie într-un semnal discret.

În capitolul următor se formulează pe scurt noţiunile legate de sistemul de comandă şi control automat, cum sînt caracteristicile dinamice ale sistemului, schemele funcţionale generale, noţiuni necesare pentru capitolele următoare în care se analizează problemele trecerii semnalelor prin aceste sisteme.

Al treilea capitol dezvoltă noţiunile de bază ale teoriei informaţiei: entropia, cantitatea de informaţie, caracteristica de transfer a canalului. Sînt analizate probleme de codificare optimă în lipsa şi în prezenţa perturbaţiilor.

În următoarele două capitole se analizează stabilitatea la perturbaţii a sistemelor de conversie la nivele mici şi la nivele mari de perturbaţii. Sînt cuprinse probleme ca separarea optimă a semnalelor deterministe şi aleatorii din zgomotul de fond, pe baza unor criterii date, şi utilizarea de coduri protejate la perturbaţii.

Ultimul capitol este consacrat utilizării cracteristicilor informaţionale pentru aprecierea sistemelor de comandă şi control automat. Problemele analizate aici sînt: caracteristica de transfer a sistemelor liniare continue în prezenţa perturbaţiilor şi a blocurilor de calcul din sistemele automate, criteriul informaţional pentru programarea eficace a acestor blocuri de calcul, algoritmul optim de căutare a defecţiunilor unui sistem de control automat al stării obiectelor etc.

Fiecare capitol este ilustrat prin exemplificări practice ale problemelor expuse.

Lucrarea prezintă interes pentru cei ce lucrează în domeniul comenzii şi controlului automat, reprezentînd în acelaşi timp o tendinţă de aplicare a teoriei informaţiei într-o ramură nouă.

D. Negreanu

H. Hellerman. **Principiile sistemelor cifrice de calcul.** New York, McGraw Hill, 1967, 424 p.

Lucrarea tratează, la nivelul unui curs universitar, principiile de construcţie, funcţionare şi programare ale calculatoarelor numerice universale.

În primul capitol, care are un caracter introductiv, sînt studiate problemele generale legate de calculatoarele analitice, numerice, clasificarea şi programarea acestora, precum şi unele chestiuni privind tehnologia lor.

Capitolul 2 este consacrat programării. Principiile programării calculatoarelor numerice sînt prezentate folosind limbajul de programare propus de Iverson. Capitolul conţine numeroase exemple de programe pentru: soluţionarea ecuaţiilor algebrice liniare şi inversarea matricelor, soluţionarea ecuaţiilor diferenţiale prin diferite metode etc. Sînt examinate de asemenea principiile programării automate, programele de compilare, interpretarea şi asamblarea. Problemele de organizare a memorării şi contării datelor sînt studiate în capitolul 3.

Capitolele 4—6 se referă la algebra logicii şi la circuite logice, memorii magnetice şi circuite secvenţiale.

În capitolul 7 sînt examinate chestiunile referitoare la reprezentarea şi conversia numerelor dintr-un sistem de numeraţie în altul, precum şi operaţii aritmetice elementare.

Modurile de adresare şi realizare a instrucţiunilor, introducerea programelor, sistemele de întreruperi prin program, comanda canalelor intrare şi ieşire a datelor din calculator, toate acestea sînt studiate în capitolul 8.

Capitolul 9 este consacrat prezentării sistemului IBM—360.

În ultimul capitol se trec în revistă principiile teoriei siguranţei în funcţionare, punîndu-se în evidenţă problemele privitoare la configuraţiile serie şi paralel, structurile cu siguranţă mărită, folosirea redondanţei în realizarea schemelor etc.

Lucrarea se termină cu trei anexe în care se prezintă diverse constante matematice, unele rezultate ale analizei combinatorii şi teoriei probabilităţilor, diverse notaţii etc.

Cartea se adresează studenţilor, inginerilor din industrie, analiştilor de sisteme şi tuturor persoanelor cu o pregătire matematică şi tehnică superioară.

A. Petrescu

V. V. Bərdij. **Elementele magnetice ale maşinilor de calcul cifrice.** Moscova, ed. Energhia, 1967, 455 p., 279 ref. bibl.

Stadiul actual şi perspectivele dezvoltării construcţiei de calculatoare numerice sînt puternic influenţate de succesele înregistrate în domeniul realizării de elemente logice magnetice şi al dispozitivelor magnetice de memorie.

Apariţia calculatoarelor din generaţia a III-a a fost în mare măsură condiţionată de reuşita construcţiei de memorii magnetice peliculare, de mare capacitate şi cu un timp mic de acces.

Trebuie subliniat că toate acestea au fost posibile datorită punerii la punct a unor noi tehnologii bazate pe ultimele cuceriri din domeniul fizicii, chimiei, electronicii etc.

Lucrarea recenzată este împărţită în cinci capitole. Primul capitol, intitulat „Miezuri magnetice cu ciclu de histerezis dreptunghiular", tratează problemele proprietăţilor statice şi dinamice ale miezurilor de ferită cu ciclu de histerezis dreptunghiular, realizate din pulberi sau benzi bobinate. De asemenea, se face o comparaţie a proprietăţilor miezurilor realizate pe baza celor două tehnologii distincte.

Capitolul 2 este consacrat memoriilor construite cu miezuri magnetice.

Sînt examinate memorii operative de tip Z cu un miez şi cu două miezuri pe bit, memorii operative de tip X, Y, precum şi memorii de lungă durată realizate cu ajutorul diverselor elemente magnetice (miezuri din pulberi, miezuri din benzi bobinate, bare de ferită etc.), avînd la bază diverse principii. O atenţie specială este acordată memoriilor asociative realizate cu inele de ferită.

În capitolul 3 sînt studiate o serie de elemente şi dispozitive logice de tip magneto-semiconductor şi magneto-parametric. Din categoria elementelor magneto-semiconductoare sînt prezentate cele realizate cu diode şi transformatoare, cu diode şi drosele, cu transistoare şi miezuri magnetice, iar din categoria elementelor magneto-parametrice: parametronul realizat cu miezuri şi pelicule magnetice.

Capitolul 4 este consacrat elementelor de ferită cu o geometrie mai complicată. Astfel, sînt examinate transfluxoarele, fluxoarele, elementele biax, biflax, miezuri cu perforaţii diametrale, elementele magnetice de tip „nasture", plăci de ferită perforate, elemente cu tije magnetice, structuri cu straturi de ferită etc.

Problemele legate de tehnologia, caracteristicile şi utilizarea peliculelor magnetice plane şi cilindrice fac obiectul capitolului 5.

Lucrarea se remarcă printr-o prezentare sistematică a unui bogat material apărut pînă în prezent, în principal, în revistele de specialitate.

Vasta bibliografie consultată şi nivelul ridicat al prezentării problemelor fac ca lucrarea să fie deosebit de utilă studenţilor inginerilor şi cercetătorilor din domeniul utilizării elementelor, magnetice în construcţia calculatoarelor numerice.

A. Petrescu

DOCUMENTARE

O soluţie numerică unidimensională pentru regimul staţionar al joncţiunii p-n. În : Solid-state electronics, 11, ian 1968 p. 33—58.

Se prezintă o extindere şi o îmbunătăţire a metodei numerice de soluţionare — existentă deja în literatură — a ecuaţiilor fundamentale de transport unidimensionale ale semiconductoarelor. Metoda este aplicată la tratarea regimului staţionar al joncţiunii $n^+ - p$ abrupte subţiri.

Se deduce un set redus de ecuaţii „exacte" direct din ecuaţiile fundamentale, fără nici una din aproximaţiile convenţionale; acest set de ecuaţii este rezolvat numeric printr-un procedeu iterativ simplu. Metoda permite libera alegere a profilului de impurităţi, a legii de recombinare, a dependenţei mobilităţilor, a nivelului de injecţie şi a condiţiilor la limită aplicate exclusiv la contactele externe.

În ciuda generalităţii metodei originale, se arată că formularea ei analitică este nepotrivită pentru generarea unui algoritm numeric solid, suficient de precis şi valabil în condiţii de polarizare inversă mare. Dificultăţile şi limitările acestei metode sînt expuse şi depăşite printr-o formulare îmbunătăţită, extinsă la orice condiţii de polarizare.

Ca o aplicaţie simplă a formulării îmbunătăţite, sînt prezentate şi comparate rezultatele „exacte' şi cele ale teoriei de ordinul întîi pentru o structură idealizată. Se expune scăderile unora din ipotezele de bază ale teoriei de ordinul întîi clasice (Shockley), în ciuda agrementului satisfăcător dintre rezultatele teoriei „exacte" şi rezultatele teoriei de ordinul întîi privind proprietăţile terminale la o polarizare particulară dată.

Timpul de calcul pentru obţinerea unui set de soluţii foarte exacte la o tensiune aplicată specificată este de aproximativ în minut pe un calculator IBM 7094/7040.

C.B.

Cadwallader, M. **Generator de trepte liniar**: În: Electronic engineering, 39, nr. 477, nov 1967, p. 682—685.

În multe blocuri electronice, cum sînt de exemplu convertoarele numeric-analogice sau analog-numerice, se utilizează generatoare liniare de tensiune în trepte. Dacă numărul de trepte este foarte mare, tensiunea în trepte aproximează un semnal-rampă a cărui viteză medie de variaţie poate fi obţinută foarte redusă fără piese voluminoase. Circuitul descris este de tip cu rezistenţe ponderate comutate binar. O metodă nouă de proiectare a circuitelor transistoarelor comutatoare permite obţinerea unei erori de neliniaritate de $\pm$ 0,035% cu tensiuni de alimentare normale. Amplificatorul sumator, de asemenea de un tip nou, contribuie la menţinerea liniarităţii şi a unui coeficient de temperatură de $0{,}01‰$ °C. Sînt date cîteva aplicaţii ale circuitului ca generator de forme de undă neliniare.

D.N

Anglade, P., Girault, J., Hawkes, T. A. **Decomutator de telemăsuri în cod de impulsuri.** In : L'Onde électrique, 47, nr. 489, dec 1967, p. 1414—1425.

Publicată în cadrul unui ansamblu de articole din acest număr al revistei consacrat telemăsurilor în cod de impulsuri, această lucrare descrie comutatorul de telemăsuri universal „Oedipe". Principalele blocuri ale decomutatorului sînt : sincronizatorul primar, sincronizatorul secundar, programatorul central, echipamentul de vizualizare, unitatea de ieşire paralel, unitatea de intrare paralel, unitatea de ieşire numerică şi simulatorul. Pentru sincronizarea de ciclu se utilizează o metodă originală cu o concepţie şi o realizare simplă, sincronizarea cu prag autoadaptiv. Analiza ca şi experimentările efectuate arată că performanţele acestui sistem de sincronizare sînt superioare celor ale sincronizării convenţionale. Sensibilitatea sistemului la zgomotul prezent în mesaj este redusă.

D.N.

Morris, D. J. **Dispozitivele cu deschideri multiple în aplicaţii speciale.** În : Control, 11, nr. 113. nov 1967, p. 527—532.

Utilizarea dispozitivelor magnetice a fost în mare parte limitată la memorii, în special în calculatoar. Introducerea dispozitivelor cu deschideri multiple a extins domeniul de aplicaţii la memorii cu citire nedistructivă. Marele avantaj însă al acestor dispozitive stă în posibilităţile lor logice : un singur element poate efectua un număr de operaţii logice şi memora în acelaşi timp rezultatul, fiind comparabil cu un bloc logic complex cu diode şi bistabile. În articol se prezintă două exemple în care utilizarea acestor dispozitive nu numai simplifică circuitul dar îl fac şi mult mai economic: primul, un circuit simplu care utilizează avantajul proprietăţii de memorare a dispozitivului; al doilea, mai complex, în care două dispozitive lucrează într-un circuit secvenţial special.

D.N

E 2551

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE
pe rubrici şi probleme
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1968
Articole şi note

Teoria sistemelor automate

Aplicaţii ale polinoamelor ortogonale la inversarea matricelor, nr. 2, p. 70—72.

Asupra utilizării factorilor de asociere în sistemele automate de regăsire a informaţiilor, nr. 6, p. 279—281.

Conducerea optimală a unui sistem subamortizat de ordinul 2 cu semnale treaptă, nr. 6, p. 271—274.

Determinarea frecvenţei de eşantionare în conversiunea analognumerică pe baza erorilor de interpolare, nr. 3, p. 120—123.

Evaluarea performanţelor aparatelor de măsurare şi automatizare, nr. 3, p. 130—132.

Exprimarea integralei Laplace cu ajutorul unei serii, nr. 6, p. 281—282.

Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii, nr. 5, p. 205—210.

O variantă a metodei liniarizării armonice pentru studiul stabilităţii sistemelor automate neliniare (I), nr. 2, p. 63—69; (II), nr. 3, p. 101—106.

Elementele sistemelor automate

Amplificatoarele fluidice interconectate, nr. 1, p. 11—16.

Dispozitivele de investigare radiometrică a găurilor de sondă de mare adîncime, nr. 3, p. 123—129.

Instalaţie pentru măsurarea grosimii peliculelor subţiri depuse în vid, nr. 2, p. 49—54.

Principiile constructive şi funcţionale ale elementelor fluidice cu acţiune continuă (I), nr. 5, p ; (II), nr. 6,p.263—271.

Regulatorul numeric proporţional RN—1, nr. 1, p. 7—11.

Sinteza unui regulator extremal cu elemente de comutaţie statică UNILOG-A, nr. 2, p. 55—62.

Traductor de curent continuu la înaltă tensiune, nr. 2, p. 79—84.

Un nou principiu de construire a regulatoarelor numerice pentru mai multe canale, nr. 6, p. 274—279.

Aplicaţiile industriale ale sistemelor atomate

Automatizarea instalaţiilor de încălzire centrală, nr. 3, p. 139—144.

Telemecanică

Consideraţii privind aprecierea obiectivă a parametrilor sistemelor de telemecanică, nr. 2, p. 75—79.

Echipament de telereglare şi telemăsură ciclică pentru telemecanizarea centralelor hidroelectrice automatizate complex, nr. 5 p. 217—224.

Calculatoarele electronice

Asupra realizării unui sistem cuprinzînd un calculator de proces, nr. 5, p. 197—200.

Calculatoarele electronice în energetică, nr. 4, p. 156—165.

Calculatoarele în domeniul maşinilor-unelte, nr. 4, p. 170—175.

Calculatoarele pentru conducerea proceselor tehnologice, nr. 6, p. 245—251.

Calculatorul consumului de combustibil al locomotivelor diesel cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice, nr. 5, p. 200—204

Conducerea proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor numerice, nr. 4, p. 150—156.

Elemente neliniare pentru calculatoarele analogice realizate cu diode Zener, nr. 1, p. 1—6.

Introducerea calculatoarelor în automatizarea proceselor chimice, nr. 6, p. 282—283.

Principalele probleme ale teoriei circuitelor logice cu prag, nr. 3, p. 112—119.

Puncte de vedere economice în dezvoltarea şi utilizarea calculatoarelor de proces, nr. 4, p. 166—170.

Programare şi modelare

Elaborarea schemelor logice combinaţionale optimale pentru echipamentele numerice ale maşinilor-unelte şi elementele necesare acestor scheme, nr. 3, p. 107—111.

Electronica industrială şi dispozitive

Amplificarea semnalelor biologice cu ajutorul dispozitivelor semiconductoare (I), nr. 5, p. 236—240.

Analiza unor aspecte ale comutaţiei tiristoarelor GTO, nr. 5, p. 228—232.

Aplicarea teoriei grafelor la sinteza numărătoarelor şi a generatoarelor de secvenţe, nr. 1, p. 37—43.

Asupra clasificării şi terminologiei tipurilor transistoarelor bipolare, nr. 4, p. 179—186.

Circuit basculant monostabil cu transistoare cu revenire rapidă şi durată stabilizată, nr. 4, p. 176—179.

Circuite de coincidenţă şi anticoincidenţă cu semiconductoare, nr. 3. p. 136—139.

Circuit transistorizat de numărare zecimală şi afişaj zecimal, cu consum redus, nr. 6, p. 251—255.

Contactoare statice cu tiristoare pentru circuite de curent continuu, nr. 1, p. 21—26.

Contribuţii la proiectarea schemelor de însumare neliniară cu semiconductoare, nr. 1, p. 26—33.

Convertor binar-zecimal cu mai multe scări pentru afişajul numeric al informaţiilor de telemăsură, nr. 5, p. 224—227.

Determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică, nr. 1, p. 33—37.

Filtru adaptat pentru semnal gaussian, nr. 1, p. 17—20.

Generatoare de impulsuri cu inductanţă de separare neliniară, nr. 6, p. 256—263.

Instalaţie complexă pentru depunerea straturilor subţiri în vid, nr. 3, p. 132—136.

Metodă grafo-analitică de calcul al caracteristicii statice a unui amplificator cascodă, nr. 5, p. 233—236.

Multiplicator parametric cu diodă condensator, nr. 2, p. 72—75.

Reglarea automată a tensiunii unui generator de 100 kW, 750 V, 8 000 Hz cu regulator electronic transistorizat, nr. 4, p. 186—190.

Fizică nucleară

Forma impulsurilor de la detectoare de radiaţii nucleare cu dispozitive semiconductoare, nr. 2, p. 84—94.

Actualităţi

Alegerea aparatelor de măsură din instalaţiile automate, nr. 3, p. 145—146.
Avantajele şi inconvenientele sistemelor de reglare numerice, nr. 3 p. 144.
Calculatoare care conduc o instalaţie cu 80 de reactoare PVC, nr. 4, p. 191.
Calculatoare controlînd sisteme industriale cromatografice, nr. 5, p. 243—244.
Calculatoare utilizînd în conducerea directă a proceselor de producţie, nr. 4, p. 194.
Colaborarea între institutele de învăţămînt şi industrie în automatică, nr. 6, p. 284—285.
Conducerea fabricaţiei de hîrtie cu un calculator, nr. 5, p. 241—242.
Conducerea proceselor tehnologice cu calculatoare cuplate, nr. 5, p. 241.
Contribuţia electronicii la metodele de tratare statistică a măsurărilor din fizică, nr. 2, p. 94.
Cursuri de specializare pentru inginerii automatişti, nr. 6, p. 284.
Dicţionar în şase limbi cuprinzînd terminologia reglării automate (IFAC), nr. 2. p. 97—98.
Influenţa conductelor pneumatice asupra performanţelor unui sistem de reglare pneumatic, nr. 3, p. 145.
Introducerea reglării numerice (D. D. C.), nr. 4, p. 191—193.
Măsurare, reglare şi conducere operativă cu ajutorul calculatoarelor, nr. 6, p. 283—284.
Reglarea instalaţiilor de climatizare, nr. 2, p. 96.
Reglarea proceselor industriale folosind modelul lor matematic, nr. 2, p. 94—95.
Tendinţele actuale în organizarea camerelor de comandă centrale, nr. 2, p. 96—97.
Unele aspecte ale conducerii proceselor cu calculatoare numerice (sistem D. D. C.), nr. 5, p. 242—243.
Unele cercetări în domeniul automatizărilor industriale şi rezultatele lor, nr. 4, p. 193.

Recenzii

nr. 1, p. 44—47
nr. 2, p. 98—99
nr. 3, p. 146—147
nr. 4, p. 194—195
nr. 6, p. 285—287.

Brevete

nr. 2, p. 99—100

Documentare

nr. 3, p. 147
nr. 6, p. 287.

Cronică

nr. 1, p. 47—48
nr. 2, p. 100
nr. 5, p. 244.

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

Automatica şi Electronica, 1968

B

Badea, I. A.: nr. 4, p. 156—165
Bulucea, C.: nr. 4, p. 179—186

C

Caprini, M.: nr. 1, p. 37—43
Călin, S.: nr. 1, p. 7—11
Ciobanu, Tr.: nr. 1, p. 37—43
Cserveny, I.: nr. 2, p. 63—69, nr. 3, p. 101—106
Cuperman, Vl.: nr. 3, p. 120—123

D

Deatcu, E.: nr. 2, p. 75—79
Dodescu, Gh.: nr. 2, p. 72—75
Dragoş, D.: nr. 3, p. 107—111; nr. 4, p. 170—175
Drăghici, I.: nr. 3, p. 132—136
Drăghici, N. N.: nr. 3, p. 139—144
Dumitrache, I.: nr. 1, p. 11—16
Dumitrescu, S.: nr. 3, p. 123—129
Dumitrescu, Vl.: nr. 2, p. 55—62

F

Florea, S.: nr. 1, p. 11—16; nr. 5, p. 211—217. nr. 6, p. 263—271.

G

Gîrlaşu, St. M.: nr. 3, p. 130—132
Grecescu, A.: nr. 4, p. 166—170

H

Herşcovici, H.: nr. 2, p. 79—84

I

Ioanoviciu, M.: nr. 5, p. 233—236.
Ionescu, G.: nr. 5, p. 205—210.

L

Lupaş, L.: nr. 6, p. 271—274.

M

Mihordea. P.: nr. 4, p. 186—190
Mirea, N.: nr. 4, p. 156—165
Miron, C.: nr. 5, p. 233—236.

N

Necula, M. A.: nr. 4, p. 176—179
Necula, N. N.: nr. 3, p. 112—119; nr. 4, p. 176—179
Negoiţă, C.: nr. 6, p. 279—281.
Nitu, C.: nr.1,p. 7—11; nr.6, p.274—279.

O

Oprică, D.: nr. 2, p. 49—54

P

Papadache, I.: nr. 4, p. 150—156; nr. 5, p. nr. 6, p. 282—283.
Petrescu, A.: nr. 1, p. 1—6
Poenaru, D.: nr. 2. p. 84—94
Ponner, I.: nr. 1, p. 21—26
Popa, Al.: nr. 5, p. 200—204.
Predoi, A: nr. 3, p. 107—111; nr. 4, p. 170—175

R

Racoveanu, N.: nr. 2, p. 72—75
Radu, A.: nr. 6, p. 256—263.

S

Sasu, I.: nr. 5, p. 224—227.
Schächter, S.: nr. 6, p. 245—251.
Silard, A.: nr. 1, p. 33—37; nr. 5, p. 228—232.
Simonescu, M.: nr. 1, p. 26—33; nr. 3, p. 136—139; nr. 6, p. 251—255.
Spînulescu-Carnaru, I.: nr. 3, p. 132—136
Stănescu, A.: nr. 5, p. 211—217; nr. 6, p. 263—171.
Stănescu, C.: nr. 3, p. 132—136
Strungaru, R.: nr. 5, p. 236—240.

T

Teodor, St.: nr. 2, p. 79—84
Tertişco, M.: nr. 5, p. 205—210.
Tomescu, F. M. G.: nr. 1, p. 17—20

V

Vaida, D.: nr. 2, p. 70—72
Vaisman, L.: nr. 5, p. 217—224.

CONTENTS

DC 681.31 : 62—52

Schächter, S. :

Computers for controlling operating processes.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 245—251

Functional characteristics of process computers are described.

DC 621.3.062 : 621.382.3

Simonescu Marga :

Transistorized circuit for decimal numeration and decimal posting, with reduced consumption.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 251—255

Constituent circuits of transistorized portable numerator NUMEPORT, carried out by the Institute of atomic physics, are described.

DC 621. 373.4

Radu, A. :

Impulse generators with non-linear separation inductance.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 256—263

Elimination of supporting-diodes, used for generators with linear inductance, is being aimed at.

DC 681.327.3 : 532.5

Florea, S. and Stănescu, A. :

Constructive and functional principles of fluidic elements with continuous action (II).

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 263—271

The authors present the passive fluidic elements, the utilization fields of fluidic elements with continuous action and their development prospects.

DC 681.332

Lupaş, L. :

Optimal control of a 2-nd order underdamped system with step signals.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 271—274

The author deals with the fixing of a universal method in order to determine the optimal strategy for controlling 2-nd order underdamped systems.

DC 681.322

Nitu, C. I. :

A new principle for the construction of numerical regulators for multi-channels.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 274—279

The author explains the carrying out principles of a numerical regulator for simultaneous (parallel with) adjustment of a great number of parameters.

DC 621—53 : 681.3

Negoiţă, C. :

Concerning the use of association factors in automatic systems for refinding informations.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968 p. 279—281

That the use of association factors allows a more elastic display of the process of refinding information is shown.

NOTE

DC 681.31 : 66.02/08—52

Papadache, I. :

Introduction of computers in chemical processes automatization.

Automatica şi Electronica 12, nr. 6, nov-dec 1968, p. 281—282

NEWS 282—284

REVIEWS 294—286

DOCUMENTATION 286

ALPHABETIC INDEX 287—288

Regulator cu flotor dublu pentru încălzire cu țiței brut JIKOV

- O instalație care îndeplinește într-un domeniu larg funcția de reglare pentru livrarea de combustibil și pentru diferite tipuri de consumatori de căldură, avînd ca sursă de energie termică petrol (țiței brut).
- Corespunzător pentru sobe mici la încălzire casnică, cum și pentru încălziri pe etaje sau centrale de mari dimensiuni.
- Posibilitatea de reglare a debitului de combustibil cu ajutorul regulatorului în domeniul 3 pînă la 70 cm^3/min.

- Ampla experiență în producție acumulată în marca de fabricație Jikov oferă o garanție deplină pentru siguranță și calitate.

EXPORT
IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

SOMMAIRE

CD 681.31 :62 – 52

Schächter, S. :

Calculateurs pour la conduite des processus technologiques.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 245 – 251

On expose les caractéristiques fonctionnelles des calculateurs de processus.

CD 621.3. 062 : 621,382.3

Simonescu Marga :

Circuit à transistors de numération décimale et d'affichage décimal, à consommation réduite.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 251 – 255

On décrit les circuits du compteur portable à transistors NUMEPORT, construit à l'Institut de physique atomique.

CD 621.373.4

Radu, A. :

Générateurs d'impulsions à inductance de séparation non linéaire.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 256 – 263

On veut éliminer les diodes de ,,soutien'' employées dans le cas des générateurs à inductances linéaires.

CD 681.327.3 : 532.5

Florea, S. et Stănescu, A. :

Principes constructifs et fonctionnels des éléments fluides à action continue (II).

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 263 – 271

Les auteurs présentent les éléments fluides passifs, le domaine d'utilisation des éléments fluides à action continue et les perspectives de leur développement.

CD 681.332

Lupaş, L. :

La conduite optimale d'un système sous-amorti de deuxième ordre à signaux-degré.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 271 – 274

On cherche à établir une méthode universelle de détermination de la meilleure stratégie pour la conduite des systèmes sous-amortis de deuxième ordre.

CD 681.322

Nitu, C. I. :

Un nouveau principe de construction des régulateurs numériques pour plusieurs canaux.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 274 – 279

L'auteur explique les principes de la réalisation d'un régulateur numérique pour le réglage simultané (parallèle) d'un grand nombre de paramètres.

CD 621 – 53 :681.3

Negoiţă, C. :

Sur l'emploi des facteurs d'association dans les systèmes automatiques qui ont pour but de retrouver les informations.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 279 – 281

On démontre que l'emploi des facteurs d'association permet un développement plus élastique du processus par lequel on retrouve les informations.

NOTE

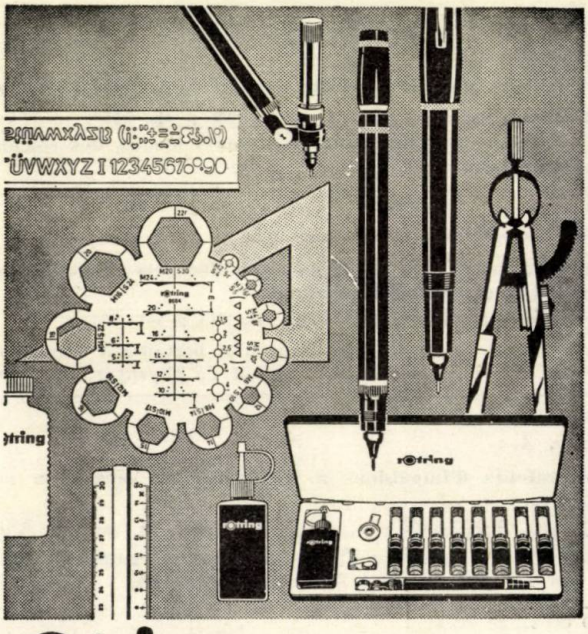
CD 681.31 : 66.02/08 – 52

Papadache, I. :

L'introduction des calculateurs dans l'automatisation des processus chimiques.

Automatica şi Electronica 12, no. 6, nov-dec 1968, p. 281 – 282

ACTUALITÉS 282 – 284
COMPTES RENDUS 284 – 286
DOCUMENTATION 286
INDEX ALPHABÉTIQUE 287 – 288



rotring

uşurează desenul

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm.

Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată şi exactă, rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 7 grosimi de linii de la 0,2 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă.

Cu rotring se poate desena mai uşor — mai repede — mai raţional!

- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54

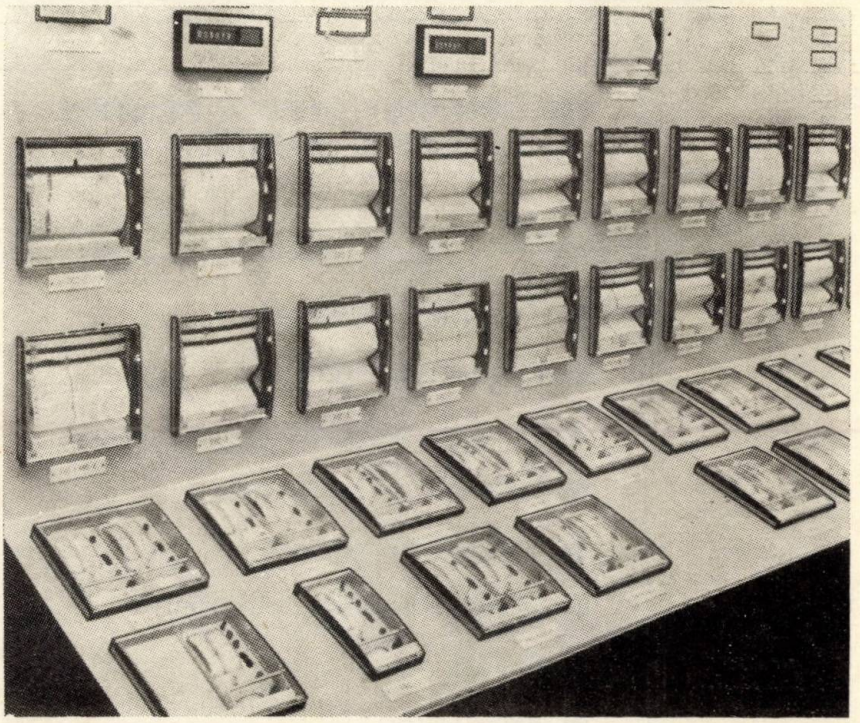
POSTFACH 13 529

REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereţi prospecte!

HOKUSHIN
ELECTRIC WORKS, LTD.

Pionier în epoca inovațiilor tehnologice



Panou cu aparatură ε-line pentru industria petrolieră

HOKUSHIN a stabilit o colaborare cu INDUSTRIALIMPORT pentru a fabrica aparatură industrială modernă în BUCUREȘTI

■ PRODUSELE PRINCIPALE

aparatură industrială și echipament de automatizare

Aparatură electronică pentru automatizare
- Aparatură de reglare de tip ε-*line*

Aparatură de automatizare pneumatică

Analizoare de gaze
- Cromatografe pentru gaze, Analizoare de sulfuri, Spectrometre, Clorinatoare etc.

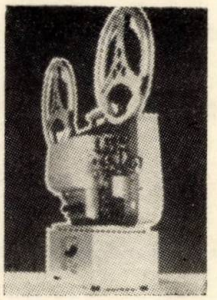
Instrumente de măsură cu bobină mobilă

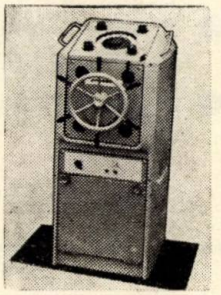
Echipamente pentru centralizarea informațiilor
- Dispozitive de testare
- Mașini de centralizat informațiile
- Calculatoare de proces

Echipament de reglare a temperaturii π-*line*

Aparatură numerică pentru realizat amestecuri

Memorii magnetice pe tambur
Echipament pentru automatizarea vapoarelor
Aparatură pentru aeronautică
Proiectare sonoră de 16 mm





Sîntem la dispoziția dv. cu plăcere pentru informații suplimentare

HOKUSHIN ELECTRIC WORKS, LTD.

Birourile centrale: 30—1, 3-chome, Shimomaruko, Ohta-ku, Tokyo, Japonia
Adresa telegrafică: „TOKIOHOKUSIN" TOKYO
Telex: 246-6073/TOKHOKUSHIN TOK

MICM

ODPT

PUBLICĂ:

REVISTE DE SPECIALITATE:

★ CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

★ ELECTROTEHNICA

★ AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

INFORMARE ȘI DOCUMENTARE TEHNICĂ SELECTIVĂ:

- Buletin de informare tehnico-economică
- Organizare și eficiență economică în construcția de mașini (în colaborare cu I.C.D.T.)
- Prelucrarea metalelor prin așchiere
- Prelucrarea metalelor prin deformare
- Motoare, ventilatoare, compresoare și pompe
- Produse noi omologate în întreprinderile M.I.C.M.
- Buletin intern de acte normative

INFORMAȚII BIBLIOGRAFICE (Cărți, standarde, invenții, prospecte și cataloage străine, cercetări bibliografice, sinteze, traduceri, filme)

INFORMARE TEHNICĂ PENTRU MUNCITORI ȘI MAIȘTRI:

- Turnători, modelori
- Forjori, matrițeri
- Strungari—frezori
- Lăcătuși, ajustori, sculeri
- Tratamente termice
- Electrotehnicieni, electroniști
- Sudori
- Rectificatori

INOVAȚII:

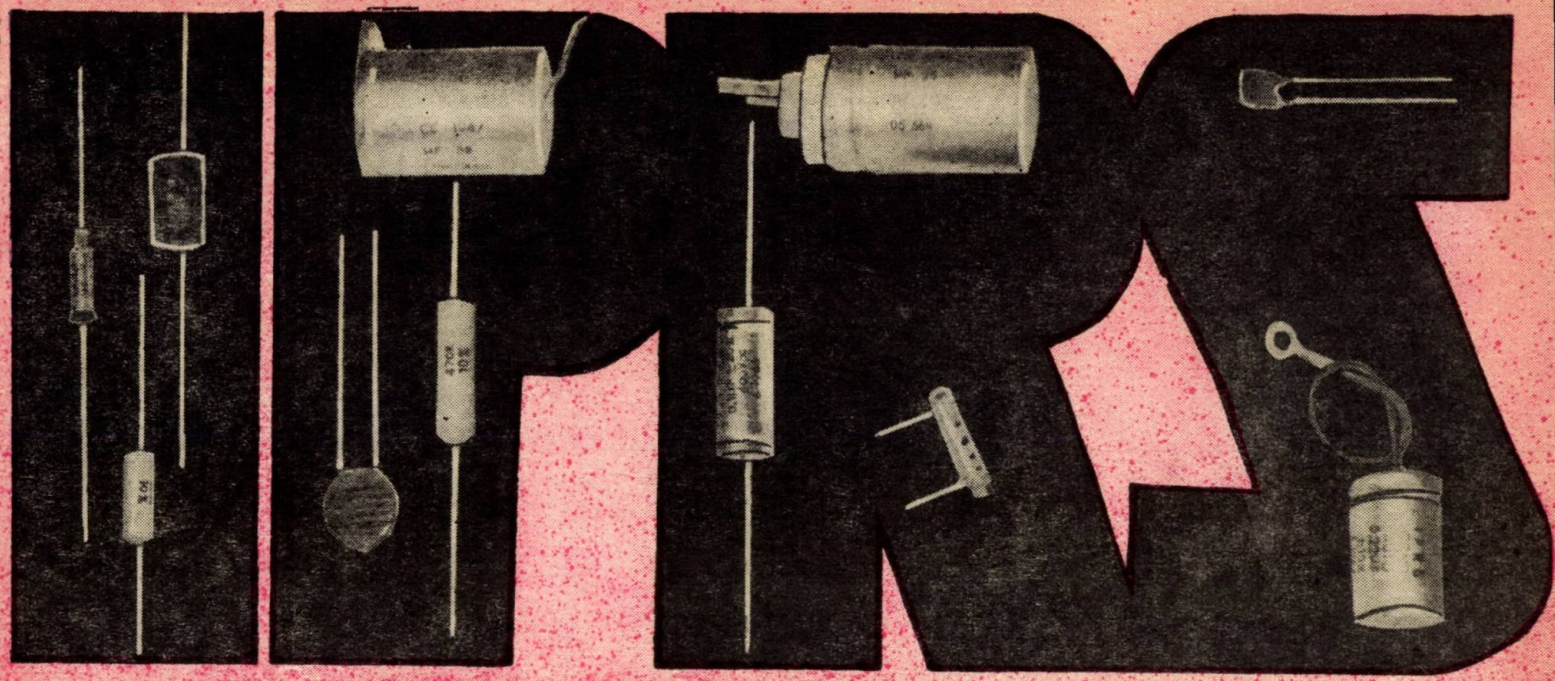
- Construcția de mașini
- Electrotehnică

PUBLICAȚII NEPERIODICE:

- Din experiența uzinelor M.I.C.M.
- Studii de sinteză
- Culegeri de material documentar, traduceri
- Cataloage și prospecte de popularizare a produselor M.I.C.M., normative de prețuri, planșe didactice, afișe de protecția muncii.

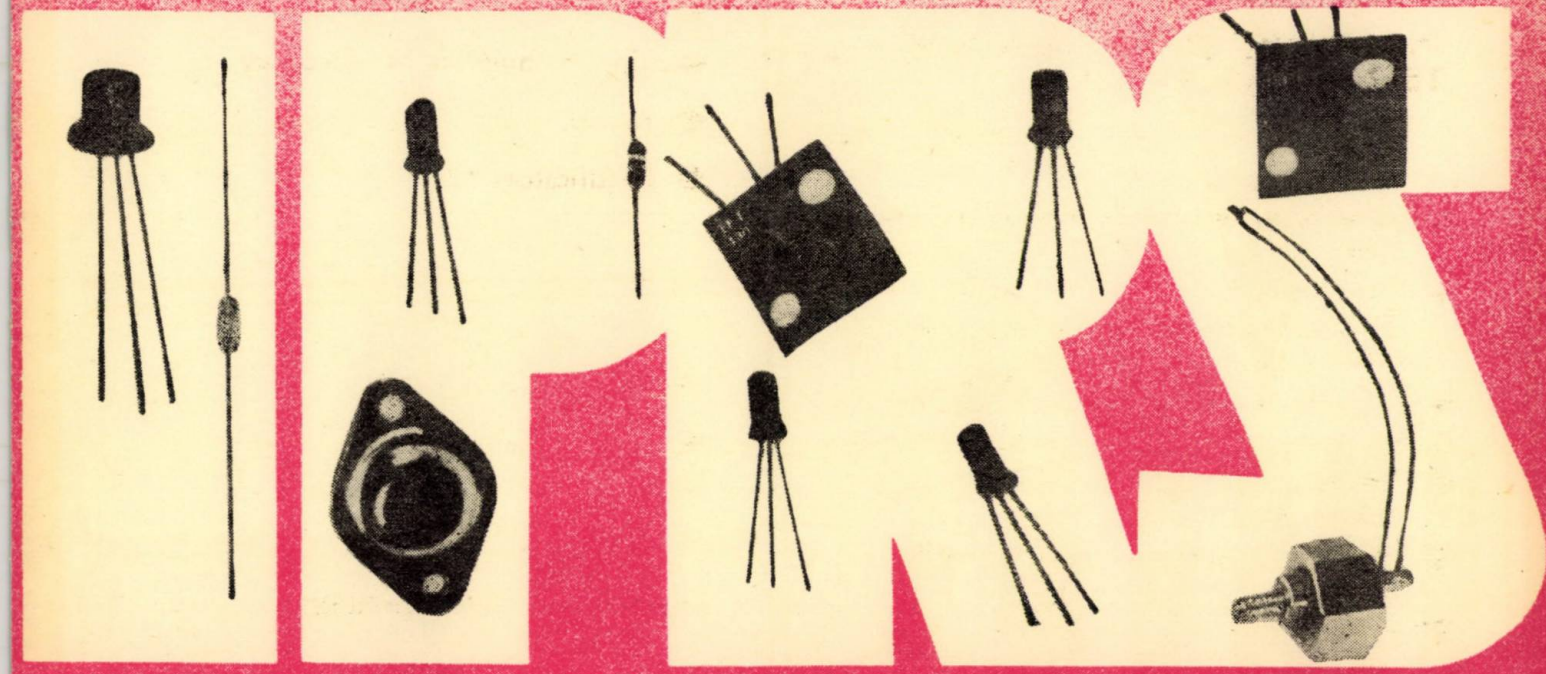
CONSULTAȚI „FORMULARUL DE ABONAMENT" EXISTENT ÎN UNITATEA DV.

Comenzile pentru anul 1969 se mai pot primi pînă la 25 decembrie 1968 pe adresa:
OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE,
Calea Victoriei nr. 133, sector 1. Informații suplimentare se obțin la telefon 13.84.16.



Piese radio

- Rezistențe fixe cu peliculă de carbon
- Condensatoare styroflex
- Condensatoare electrolitice normale
- Condensatoare electrolitice miniatură
- Condensatoare ceramice
- Condensatoare cu hîrtie
- Cablaje imprimate



Dispozitive semiconductoare

- Tranzistoare cu germaniu, de joasă frecvență
  — de mică putere
  — de medie putere
  — de putere
- Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvență
  — de mică putere
  — Drift
- Diode cu germaniu cu contact punctiform
- Redresoare cu germaniu de medie putere
- Fotodiode cu germaniu
- Diode redresoare cu siliciu
  — de mică putere
  — de putere
- Diode Zenner

Pentru informații suplimentare consultați catalogul I.P.R.S.—Băneasa

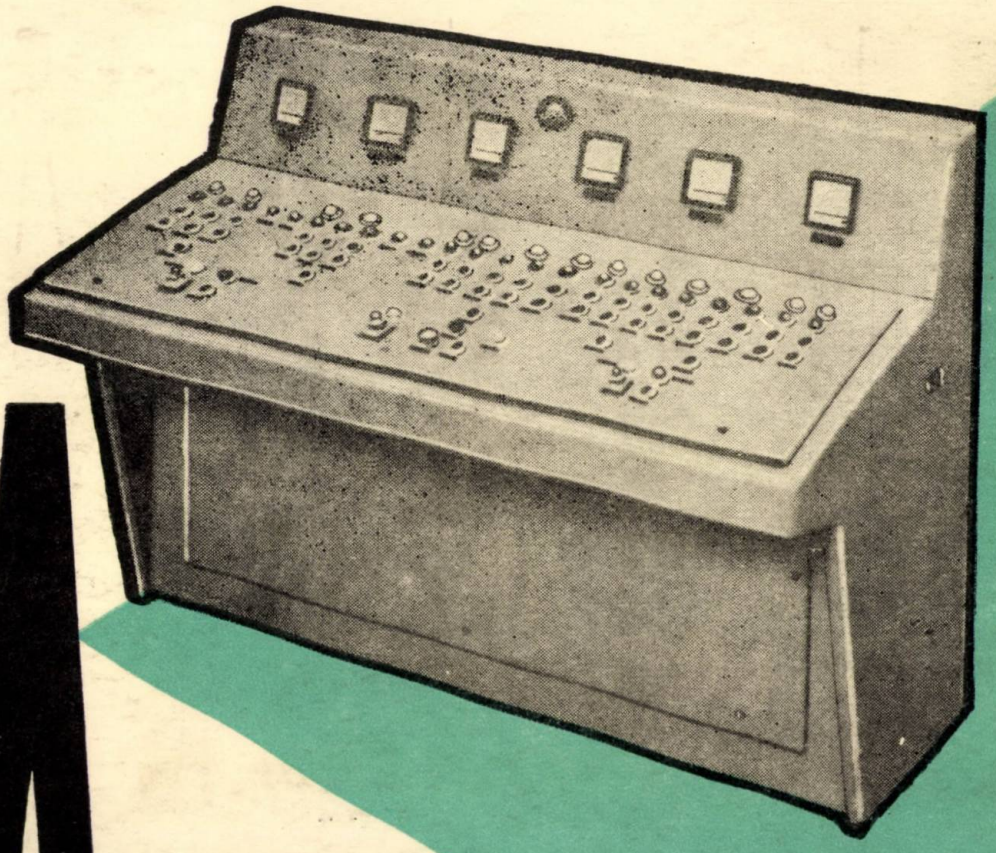
ÎNTREPRINDERE DE PIESE DE RADIO ȘI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
Băneasa ★ Strada Erou Iancu Nicolae nr. 32 ★ Sectorul 2 ★ Telefon : 33.38.30

ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.

1969 FEB 12



IMIA

BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532